

Neuartige Systemkonzepte zur Messsignalerfassung für supraleitende Quanteninterferometer

von Diplom-Ingenieur
Marius Scheiner
aus Berlin

von der Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
– Dr.-Ing. –

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender:	Prof. Dr.-Ing. C. Gühmann
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. R. Orglmeister
Gutachter:	Prof. Dr. H. Koch
Gutachter:	Prof. Dr. P. Seidel

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 28. Januar 2005

Berlin 2005

D 83

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Entwicklung und Charakterisierung neuer Elektronikschaltungen zum direkten Auslesen von SQUIDs (supraleitenden Quanteninterferometern). Dabei wurden bislang nicht eingesetzte Konzepte zum Einsatz gebracht, die inzwischen auch für kommerzielle SQUID-Systeme aufgegriffen wurden. SQUIDs sind die empfindlichsten elektronischen Sensoren zur Erfassung magnetischer Felder. Ihre Funktionsweise beruht auf der Ausnutzung von Quanteneffekten, die nur im supraleitenden Zustand auftreten. Daher sind die Sensoren je nach supraleitendem Material in flüssigem Helium (bei Niob) oder flüssigem Stickstoff (bei YBCO) zu kühlen.

Konventionelle SQUID-Ausleseschaltungen, wie sie auch von allen SQUID-Systemherstellern eingesetzt werden, arbeiten bei Raumtemperatur und sind strikt analog ausgelegt. Dabei werden die SQUIDs in der Regel über einen Transformator an die Elektronik angepasst und es wird eine Modulationstechnik zum Auslesen benutzt. Für viele Anwendungen führt dies zu ungewünschten Begrenzungen der Systemeigenschaften:

- Das thermische Rauschen von kritischen Bauelementen des Vorverstärkers bei Raumtemperatur begrenzt die Empfindlichkeit des Gesamtsystems.
- Die ca. 1 m langen Verbindungsleitungen zwischen SQUID und Elektronik, die durch die Kühlgefäßbauformen vorgegeben werden, führen auf Grund von Laufzeiteffekten zu begrenzten Bandbreiten.
- Auf Grund der extremen Bandbreite (DC...einige THz!) und der starken Nichtlinearität der Josephsonkontakte sind SQUIDs äußerst empfindlich gegenüber Schaltpulsen. Digitale bzw. prozessorgesteuerte Komponenten in der Nähe der Ausleseelektronik sind außerordentlich riskant.

Um den Aufbau eines SQUID-Systems zu vereinfachen und höhere Bandbreiten zu ermöglichen, wird in dieser Arbeit prinzipiell das Konzept einer direkt an das SQUID gekoppelten Elektronik ohne Modulationstechnik verfolgt. Allerdings werden damit erheblich höhere Anforderungen an die Rauscheigenschaften des Vorverstärkers der Elektronik gestellt.

Ein Aspekt dieser Arbeit befasst sich mit der Verlegung des direkt gekoppelten Vorverstärkers in das Kühlmedium, um das thermische Rauschen zu reduzieren und um die Länge der Verbindungsleitungen wesentlich zu verringern. In einem Verbundprojekt wurde eine kundenspezifische integrierte Schaltung (ASIC) entworfen und optimiert. Mit diesem Chip konnte eine Ausleseschaltung mit einem Spannungsrauschen von $\sqrt{S_U} < 250 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ realisiert werden. Die gesamte Schaltung arbeitet im flüssigen Stickstoff und ist daher in der Nähe des SQUIDs einsetzbar.

Der weitere Schwerpunkt der Arbeit beschreibt die erfolgreiche Umsetzung eines auf Mikrocontroller gestützten Konzepts zur prozessorgesteuerten Arbeitspunkteinstellung,

ein Schritt, der bei vielkanaligen SQUID-Systemen unumgänglich ist. Konkret wurde für die hohen Anforderungen eines 304-Kanal-SQUID-Systems ein Konzept für die dafür vorgesehene Ausleseschaltung erarbeitet, das einen Analog- und Digitalteil, eine busfähige Schnittstelle und Steuersoftware für den eingesetzten Mikrocontroller beinhaltet. Im Ergebnis entstand eine rauscharme SQUID-Elektronik mit sehr geringem Leistungsbedarf. Durch konsequenten Einsatz von SMD-Bauelementen gelang es, den Platzbedarf der Elektronik gegenüber vergleichbaren Systemen stark zu reduzieren. Komponentenauswahl und ein entsprechendes Design ermöglichten den Einsatz digitaler Bauteile in unmittelbarer Nähe der empfindlichen Analogbaugruppen ohne Beeinträchtigung der Messsignale.

Beide Schaltungsentwicklungen zeichnen sich dadurch aus, dass nicht auf das übliche Expertenwissen oder Spezifikationen zurückgegriffen werden konnte, da sowohl die Arbeitstemperatur 77 K für die meisten Elektronikkomponenten, als auch die extrem breitbandige Empfindlichkeit der Sensoren in der konventionellen Elektronikpraxis nicht vorkommen.

Schlagwörter:

SQUID, Ausleseschaltung, rauscharmer Verstärker, ASIC optimiert für tiefe Temperaturen, Supraleiter

Abstract

This work describes the development and characterization of new electronic circuits for direct read-out of SQUIDs (superconducting quantum interference devices). These concepts, which had not been used for practical purposes before, have now been taken up for commercial SQUID systems. SQUIDs are the most sensitive electronic sensors for measuring magnetic fields. They use quantum effects which only occur in superconducting conditions. For that reason, the sensors have to be cooled by either liquid helium (if niobium is used) or by liquid nitrogen (YPCO), depending on the superconducting material.

Conventional read-out electronics for SQUIDs, such as those used by producers of SQUID systems, operate at room temperature and are strictly based on analogue circuitry. The SQUIDs are usually adapted to the electronics by a transformer, and a modulatory technique is used for readout. In many applications, this leads to the following unwanted limitations of the system performance:

- At room temperature, the thermal noise of critical parts of the preamplifier reduces the sensitivity of the entire system.
- The construction of the Dewar flask requires approx. 1-m-long connections between SQUID and electronics. Thus the induced delay effects reduce the bandwidth.
- Because of their extreme high bandwidth (DC to some THz) and the strong non-linearity of the Josephson junctions, SQUIDs are very sensitive to switching pulses. Digital components or components operated by microcontrollers close to the read-out electronics are extremely risky.

The electronics described in this work is directly coupled to the SQUID without modulation circuitry to simplify the construction of SQUID systems and to allow for higher bandwidths. This, however, considerably increases the requirements for the preamplifier noise. One aspect of this thesis is to present the movement of the directly coupled preamplifier to the cooling medium as a means of decreasing thermal noise and of considerably reducing the length of the connections between sensor and electronics. An application-specific integrated circuit (ASIC) has been designed and optimised in a co-project. Based on this chip a read-out electronics with a voltage noise of $\sqrt{S_U} < 250 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ has been developed. The complete circuit works in liquid nitrogen and can therefore operate close to the SQUID.

Another important part of this work describes the successful realization of a concept for the control of the working point of a SQUID. The control of the working point, which is based on a microcontroller circuit, is absolutely necessary for multichannel systems. To meet the high requirements of a 304-channel SQUID system a concept for a respective read-out electronics has been developed, which contains analogue and digital parts, an interface for a multipoint network and control software for the built-in microcontroller. The result is a low-noise low-power SQUID electronics. By stringent use of SMD parts

it was possible to strongly reduce the space needed by the electronics compared to similar systems. The conscientious selection of components and a corresponding design allowed the use of digital elements in direct proximity to the sensitive analogue devices without impairing the signals to be measured.

What is particularly remarkable about both developments is that it was impossible to rely on the usual expert knowledge or specifications, because the unusual operating temperature of 77 K for the electronics and the extreme bandwidth of the sensors are absent in conventional electronic circuits.

Keywords:

SQUID, read-out electronics, low-noise amplifier, ASIC optimised for low temperature, superconductor

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	11
1.1	Was ist ein SQUID?	14
1.2	Anwendungen	19
2	Grundlagen der SQUID-Ausleseelektronik	23
2.1	Aufbau und Funktion	23
2.1.1	Flussregelschleife	23
2.1.2	Arbeitspunkteinstellung	24
2.1.3	Heizeransteuerung	25
2.1.4	Biasumkehrtechnik (Bias-Reversal)	25
2.2	Anforderungen	26
2.2.1	Rauschbeitrag	26
2.2.2	Dynamische Eigenschaften	30
2.3	Konzepte zur Verringerung des Rauschbeitrags	31
2.3.1	Diskret aufgebauter Vorverstärker	32
2.3.2	Gekühlter Vorverstärker	37
2.3.3	Rauschmessung	39
2.3.4	Realisierungsmöglichkeiten einer rauscharmen SQUID-Elektronik	40
3	Gekühlte SQUID-Elektronik	42
3.1	Einzelkomponenten bei 77 K	42
3.1.1	Passive Bauelemente	42
3.1.2	Aktive Bauelemente	43
3.2	Gekühlter Vorverstärker	46
3.2.1	Kommerzieller Vorverstärker LNA 1815	46
3.2.2	Diskrete Lösung mit Bipolartransistoren	47
3.3	Integrierte SQUID-Elektronik	51
3.3.1	Parameterextraktion mit der Teststruktur MPW1	52
3.3.2	Einfache integrierte Strukturen für den Einsatz bei 77 K	53
3.3.3	Vorverstärker	55

3.3.4	Operationsverstärker	57
3.3.5	Prototyp einer Ausleseschaltung	59
3.3.6	Einfluss des Chipgehäuses auf die Kennwerte der SQUID-Elektronik	67
3.4	Bewertung der Ergebnisse	69
4	Ausleseschaltung für eine hohe Anzahl von SQUIDs	70
4.1	Randbedingungen	70
4.1.1	Extrem magnetisch geschirmte Kabine	70
4.1.2	Messsystem	71
4.2	Konzeption der Elektronik für das Vektormagnetometersystem	77
4.2.1	Vorverstärker und Integrator	78
4.2.2	DA-Umsetzer für die Bias-Erzeugung	80
4.2.1	Referenzspannungserzeugung	85
4.2.2	Digitale Komponenten	85
4.2.3	Kommunikation mit der Kontrolleinheit	89
4.2.4	Steuersoftware für das System	92
4.2.5	Schaltungsdetails	96
4.3	Erste Ergebnisse der Ausleseschaltung für das Vektormagnetometer	99
5	Schlussfolgerungen und Ausblick	104
Anhang	Danksagung	
	Lebenslauf	

Abkürzungsverzeichnis

β_{DC}	Stromverstärkung des Bipolartransistors in Emitterschaltung
Δf	Bandbreite
Φ_{Signal}	vom SQUID erfasster Signalfluss
$\sqrt{S_X}$	spektrale Rauschleistungsdichte der Größe X
AC	A lternating C urrent, Gleichstrom
AP	Arbeitspunkt
APF	A dditional P ositive F eedback, Mitkopplung in einer Regelschleife
ASIC	A pplication S pecific I ntegrated C ircuit, anwenderspezifischer integrierter Schaltkreis
BCF	B ias C urrent F eedback, Regelschleife zur Kompensation von Stromfluktuationen
BiCMOS	B ipolar C omplementary M etal- O xide S emiconductor, Halbleiter, der neben Feldeffekttransistoren auch bipolarer Bauelemente enthält
BMBF	Bundesministerium für Bildung, Wissenschaft, Forschung und Technologie
BPT	Bipolartransistor
DC	D irect C urrent, Wechselstrom
e	Elementarladung $e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
FFT	F ast F ourier T ransformation, Schnelle Fouriertransformation
FLL	F lux L ocked L oop, Flussregelschleife
HTS	H igh T emperature S uperconductor, Hochtemperatursupraleiter (Arbeitstemperatur 40...80 K)
I_B	Basisstrom
I_b	Biasstrom des SQUIDs
I_C	Kollektorstrom
k	Boltzmannkonstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$
LTS	L ow T emperature S uperconductor, Tieftemperatursupraleiter (Arbeitstemperatur $\leq 4,2 \text{ K}$)

M_{dyn}	Biasstromempfindlichkeit des SQUIDs $M_{\text{dyn}} = R_{\text{dyn}} / U_{\Phi}$
MEG	Magnetoenzephalogramm
M_f	Gegeninduktivität der Rückkoppelspule
MKG	Magnetokardiogramm
OPV	Operationsverstärker
PTB	Physikalisch-Technische Bundesanstalt
r_{bb}	Basisbahnwiderstand
R_{dyn}	dynamischer Widerstand eines SQUIDs
R_f	Rückkopplungswiderstand der FLL
R_G	Innenwiderstand der Signalquelle
R_{SQUID}	Widerstand, welcher in Testschaltungen für ausgewählte Messungen als Ersatz für ein reales SQUID verwendet werden kann
RT	Raumtemperatur, etwa 300 K
SMD	S urface- M ounted D evice, oberflächenmontierbares Bauelement
SQUID	S uperconducting Q uantum I nterference D evice, supraleitendes Quanteninterferometer
T	absolute Temperatur
U_{Φ}	Übertragungsfaktor $U_{\Phi} = (\partial U / \partial \Phi)_{\text{AP}}$
U_A	Ausgangsspannung
U_b	Biasspannung des SQUIDs
VLF	V ery L ow F requency, Frequenzbereich mit Wellenlängen von 10...100 km
Φ_0	Flussquantum $\Phi_0 = 2,068 \cdot 10^{-15} \text{ Vs}$
Φ_b	Biasfluss des SQUIDs

Vorwort

Im Labor 7.13 der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Berlin werden seit vielen Jahren SQUIDs hergestellt, welche als Ergebnis einer kontinuierlichen Weiterentwicklung weltweit zu den leistungsfähigsten Sensoren dieser Bauart zählen. Das Ausgangssignal der verwendeten SQUIDs ist sehr klein und muss vor der weiteren Signalverarbeitung verstärkt werden. SQUIDs besitzen eine stark nichtlineare Kennlinie. Die Verstärkung und die Linearisierung des SQUID-Signals sowie die Arbeitspunkteinstellung erfolgt in der Ausleseschaltung.

Mit den zu Beginn der Arbeit verfügbaren Schaltungen konnte das hohe Potenzial dieser Sensoren bei der Erfassung kleinster Magnetfelder nicht voll ausgeschöpft werden, da besonders das Spannungsrauschen der verwendeten handelsüblichen Operationsverstärker die mögliche Auflösung stark einschränkte.

Die theoretische Betrachtung der Rauschquellen eines Vorverstärkers zeigt, welche Optimierungsmöglichkeiten zur Senkung des Spannungsrauschens bestehen. Diese Ansätze wurden experimentell verifiziert und führten zur Entwicklung optimierter Schaltungen zum Auslesen von Hoch- und Tieftemperatur-SQUIDs.

Für Hochtemperatur-SQUIDs wurde eine integrierte Ausleseelektronik entwickelt, welche im flüssigen Stickstoff betrieben werden kann. Dadurch kann das thermisch bedingte Rauschen gesenkt werden und man erhält ein extrem geringes Spannungsrauschen. Durch die räumliche Nähe der Elektronik sind kurze Verbindungsleitungen zum SQUID möglich, eine Voraussetzung für das Erreichen hoher Bandbreiten. Diese Arbeiten erfolgten im Rahmen eines gemeinsamen Forschungsvorhabens, an dem außer der PTB das IPHT Jena e. V., die Friedrich-Schiller-Universität Jena und die MAZeT GmbH beteiligt waren.

In der PTB wird gegenwärtig eine elektrisch und magnetisch geschirmte Kabine mit weltweit unübertroffener Abschirmwirkung in Betrieb genommen. Als Messsystem kommt ein Vektormagnetometer mit 304 Tieftemperatur-SQUIDs zum Einsatz. Konzeption, Aufbau und erste Testergebnisse der für dieses System optimierten Ausleseschaltung werden im letzten Teil dieser Arbeit dargestellt.

1 Einleitung

Zur Erfassung kleinster Magnetfelder zählen SQUIDs zu den empfindlichsten Bauelementen. Der Name dieser Sensoren leitet sich von der Abkürzung des englischen Begriffs **S**uperconducting **Q**uantum **I**nterference **D**evice (supraleitendes Quanteninterferometer) her. Der supraleitende Zustand bedingt die sehr niedrige Arbeitstemperatur dieser Bauelemente im Bereich von etwa 0,1...77 K, man spricht daher auch von Kryosensoren. Derartige Arbeitstemperaturen werden durch eine geeignete Kühlung (meist durch flüssige Gase) der Bauelemente in einem speziellen Kühlgefäß realisiert.

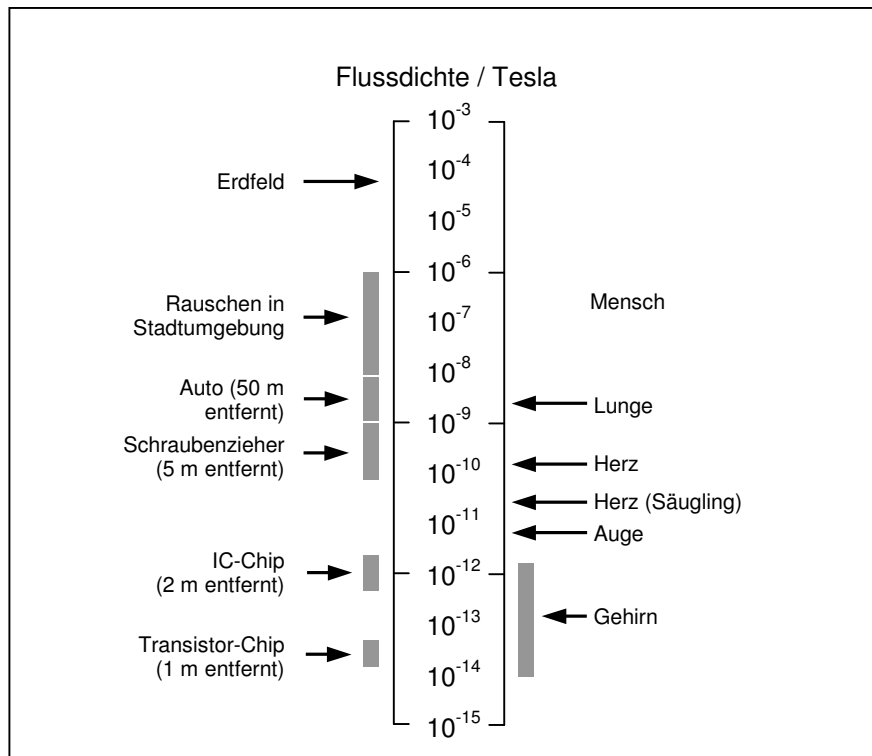


Abbildung 1: Verschiedene Magnetfelder der Umwelt und des Menschen (nach [Vrb96])

Abbildung 1 zeigt, welche Flussdichten sich mit den Sensoren erfassen lassen. Angefangen vom Erdfeld (etwa $50 \mu\text{T}$) sind typische Feldstärken unserer Umgebung im Vergleich zu denen biologischer Quellen dargestellt. Mit SQUIDs können Magnetfelder erfasst werden, die um fast 10 Größenordnungen kleiner sind als das Erdmagnetfeld. Feldauflösungen bis $1 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ sind möglich. Einsatzgebiete dieser Sensoren finden sich unter anderem in der medizinischen Diagnostik, der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, geophysikalischen Anwendungen und der Metrologie.

Die Ausgangsspannung eines SQUIDs ist im allgemeinen sehr gering, zudem besitzen diese Sensoren eine stark nichtlineare, periodische Kennlinie. Ein SQUID muss daher zur Linearisierung der nichtlinearen Kennlinie mit einer Elektronikschaltung betrieben werden. Diese stellt außerdem die nötigen Betriebsparameter (z.B. Bias-Strom und

-spannung) bereit und verstärkt das Ausgangssignal für die weitere Verarbeitung. Das hier verwendete Prinzip des direkten Auslesens der SQUIDs ohne Flussmodulation vereinfacht den Aufbau der Elektronik gegenüber Realisierungen, die eine Modulation mit einem hochfrequenten Wechsignalsignal und anschließender Lock-In-Detektion erfordern und ermöglicht eine hohe Signalbandbreite. Auf der anderen Seite werden an diese Schaltungen hohe Anforderungen an das Rauschen und die Stabilität der Elektronik gestellt, um die vom Sensor gelieferte Signalqualität zu erhalten. Das Strom- und Spannungsrauschen handelsüblicher rauscharmer Operationsverstärker reduziert den Signal-Rausch-Abstand einer Ausleseschaltung bei Verwendung hochwertiger SQUIDs bereits beträchtlich. Anwendungen in ungeschirmter Umgebung z. B. in der Geophysik und der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung erfordern zudem Systeme mit hoher Bandbreite. Die aus der Betrachtung des Rauschverhaltens eines Differenzverstärkers gewonnenen Optimierungsmöglichkeiten wurden im Rahmen dieser Arbeit auf die Entwicklung von Ausleseschaltungen für verschiedene Einsatzgebiete angewandt.

Das thermisch bedingte Rauschen elektronischer Komponenten lässt sich durch eine Reduzierung der Arbeitstemperatur verringern. Für eine hohen Bandbreite sind kurze Verbindungsleitungen zwischen dem SQUID und der Ausleseschaltung erforderlich. Beim Einsatz von Hochtemperatur-SQUIDs erscheint es deshalb sinnvoll, die Elektronik in der Nähe des Sensors im flüssigen Stickstoff zu betreiben. Abgesehen von wenigen Spezialbauteilen sind handelsübliche Bauelemente nicht für derartig niedrige Temperaturen spezifiziert. Simulationsprogramme erwiesen sich als ungeeignet für Temperaturen von 77 K. Grundlegende Untersuchungen mussten daher zeigen, mit welchen Parameteränderungen bzw. Funktionseinschränkungen zu rechnen ist. Zusammen mit den Projektpartnern wurde ein anwenderspezifischer integrierter Schaltkreis (ASIC) entwickelt und für den Betrieb bei 77 K optimiert. Der in einem Standardprozess gefertigte Chip beinhaltet alle erforderlichen aktiven Bauelemente zur Realisierung der Ausleseelektronik für ein HTS-SQUID.

Ein weiterer Schwerpunkt dieser Arbeit behandelt die Konzeption der Ausleseschaltung für ein Vektormagnetometersystem mit 304 Kanälen, welches gegenwärtig in der neuen extrem magnetisch geschirmten Kabine der PTB installiert wird. Dieses System dient unter anderem hochempfindlichen biomagnetischen Messungen und wird mit Tieftemperatur-SQUIDs betrieben. Der Vorverstärker wurde mit speziellen rauscharmen Bipolartransistoren aufgebaut, um den Anforderungen bezüglich des Strom- und Spannungsrauschens sowie der Leistungsaufnahme zu genügen. Im Vergleich zu kommerziell erhältlichen Systemen für eine ähnlich große Anzahl SQUIDs mussten der Platzbedarf der Elektronik und der erforderlicher Aufwand für Versorgungs- und Steuerleitungen entscheidend verringert werden. Dieses Ziel wurde durch die Verwendung der SMD-Technik und den Einsatz eines Mikrocontrollers auf der bislang ausschließlich analog realisierten Elektronikleiterplatte erreicht. Die Verwendung von neuen elektronischen Bauteilen in der beschriebenen SQUID-Ausleseschaltung erfordert sorgfältige Selektion und Charakterisierung, da der Einsatz zum Teil Eigenschaften verlangt, die

nicht vom Hersteller spezifiziert werden bzw. welche über die bestehenden Normen hinausgehen. Der Einsatz digitaler Komponenten in unmittelbarer Nähe von hochverstärkenden, rauscharmen analogen Schaltungsteilen stellt eine Herausforderung bei der Realisierung der Ausleseelektronik dar. Jedes Übersprechen getakteter Signale bewirkt die Verminderung des erzielbaren Signal-Rausch-Abstandes. Gelangen Störsignale, beispielsweise über die Zuleitungen, zum hochempfindlichen SQUID, kann die Leistung des Systems stark beeinträchtigt werden, wenn sich die Kennlinie des Bauelementes verändert. Die stark nichtlineare Kennlinie der SQUIDs stellt zudem eine potenzielle Quelle für Mischprodukte aus Stör- und Nutzsignal dar. Demgegenüber ermöglicht die Digitaltechnik Funktionen, die bei vergleichbaren Systemen bisher nicht realisiert werden konnten. Der im Vektormagnetometersystem verwendete Mikrocontroller erlaubt die Ausführung komplexerer Algorithmen zur Signalverarbeitung sowie die Steuerung der Ausleseelektronik über eine standardisierte Schnittstelle.

1.1 Was ist ein SQUID?

Ein SQUID besteht aus einem supraleitenden Ring, welcher durch ein bzw. zwei Schwachstellen, den sogenannten Josephsonkontakten, unterbrochen ist. Die hier aus-

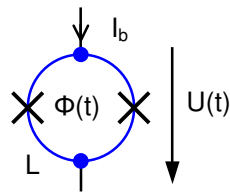


Abbildung 2: Symbol für ein dc-SQUID

schließlich betrachteten DC-SQUIDs besitzen zwei nominell identische Josephsonkontakte. Abbildung 2 zeigt das üblicherweise verwendete Schaltbild für ein derartiges Bauelement. Der Kreis veranschaulicht den supraleitenden Ring (mit der Induktivität L), welcher durch die Josephsonkontakte, durch Kreuze symbolisiert, unterbrochen wird. Lässt man einen konstanten Strom I_b , den sogenannten Biasstrom, durch diese Anordnung fließen, so kann über dem SQUID eine Spannung

gemessen werden, deren Höhe vom magnetischen Fluss abhängt, der den supraleitenden Ring durchdringt. Bei dieser Spannung handelt es sich genau genommen um den Mittelwert einer höchstfrequenten (bis in den THz-Bereich) Pulsfolge. Für die hier vorgenommenen, stark vereinfachten Betrachtungen soll nicht näher auf die zugrunde liegenden quantenphysikalischen Effekte eingegangen werden.

Das SQUID wandelt einen magnetischen Fluss in eine Spannung um. Dieser in Abbildung 3 idealisiert dargestellte Zusammenhang ist allerdings stark nichtlinear und periodisch.

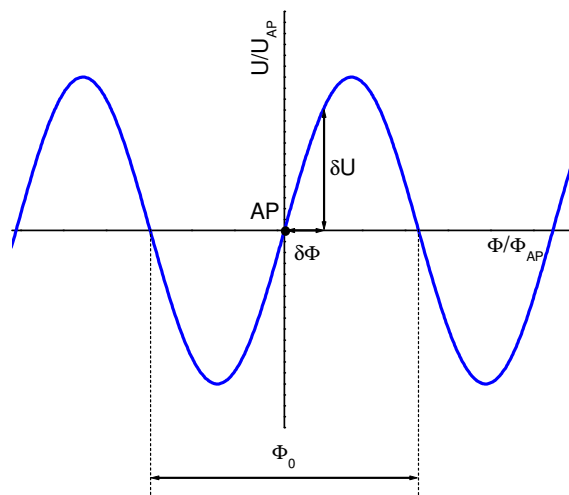


Abbildung 3: Idealisierte Spannungs-Fluss-Kennlinie eines SQUIDs

Man erkennt eine sinusähnliche Kennlinie mit einer Periode, welche dem magnetischen Flussquant $\Phi_0 = h/2e = 2,068 \cdot 10^{-15} \text{ Vs}$ entspricht. Zur Linearisierung wird das SQUID in einer Gegenkopplungsschleife betrieben, welche den Arbeitspunkt (AP) konstant hält. Als Arbeitspunkt wird im Allgemeinen der steilste Punkt in der Kennlinie verwendet. Die dort erreichte Steilheit entspricht dem Übertragungsfaktor

$U_\Phi = (\partial U / \partial \Phi)_{AP} = \delta U / \delta \Phi$. Der lineare Bereich der Kennlinie ist durch $\delta \Phi$ und δU bezeichnet. Der nutzbare Spannungshub ergibt sich zu $2\delta U$. Bei realen SQUIDs liegt der optimale Arbeitspunkt oft unsymmetrisch zur Kennlinie.

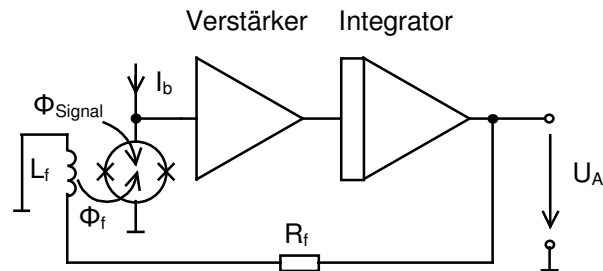


Abbildung 4: Prinzip der Flussregelschleife zum Betrieb eines SQUIDs

Die Flussregelschleife (FLL, vom englischen **Flux-Locked-Loop**) ist in Abbildung 4 schematisch dargestellt. Sie bewirkt einen linearen Zusammenhang zwischen Φ und U_A . Das invertierte Ausgangssignal des Integrators entspricht dann dem vom SQUID erfassten magnetischen Fluss. Bei den hier verwendeten SQUIDs ruft ein positiver Strom in der Rückkoppelpule eine ebenfalls positive Spannung über dem Bauelement hervor. Vernachlässigt man den (zu messenden) externen Fluss, so verhält sich das SQUID wie ein Widerstand. Für den Test und die Charakterisierung der Ausleseelektronik wird daher oft ein sogenannter SQUID-Ersatz, realisiert durch einen Widerstand R_{SQUID} , eingesetzt. Damit sind Messungen, welche nur die Elektronik betreffen möglich, ohne dass ein SQUID gekühlt werden muss. Außerdem besteht dann keine Gefahr, das empfindliche SQUID durch elektrostatische Aufladung zu zerstören. Auf die FLL-Elektronik wird im Kapitel 2 noch näher eingegangen.

Bei guten LTS-SQUIDs ist das Spannungsrauschen über dem Bauelement im allgemeinen wesentlich niedriger als das Rauschen des Vorverstärkers der SQUID-Elektronik, d. h. das Gesamtgeräusch würde vom Vorverstärker dominiert. Bei Verwendung einer

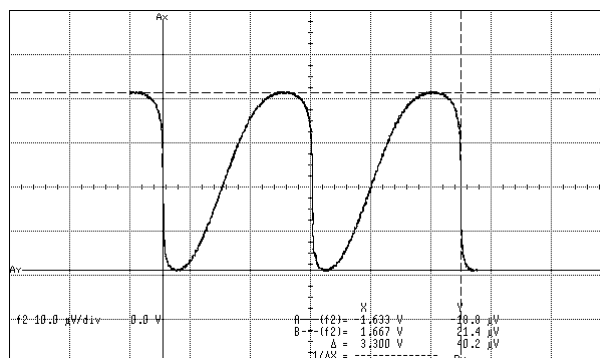


Abbildung 5: Reale Kennlinie eines LTS-SQUIDs - die Mitkopplung (APF) bewirkt die einseitige Aufsteilung der Kennlinie

direktgekoppelten Elektronik (siehe Abschnitt 2.1.1.2) ist es möglich, mit dem von D. Drung [Dru90] entwickelten APF-Kreis (**A**dditional **P**ositive **F**eedback) den Beitrag des Vorverstärkerrauschens stark zu reduzieren. Der APF-Kreis besteht aus der Serienschaltung einer magnetisch mit dem SQUID gekoppelten Spule und eines Widerstands und wird parallel zur SQUID-Schleife geschaltet. Der hierdurch erzeugte zusätzliche Fluss bewirkt die in Abbildung 5 dargestellte Veränderung der SQUID-Kennlinie. Der Übertragungsfaktor U_Φ ist in einem Ast der U - Φ -Kennlinie reduziert, im anderen Ast dagegen erhöht. Mit der Wahl eines entsprechenden Arbeitspunktes erhält man also eine wesentlich höhere effektive SQUID-Verstärkung und die Anforderungen an den Vorverstärker werden geringer. Das Stromrauschen von Vorverstärker und Biasstromquelle wird in ähnlicher Weise mit einem BCF-Kreis (**B**ias **C**urrent **F**eedback) kompensiert [Dru93].

Während bei früheren SQUIDs die Josephsonkontakte durch den Druck einer angespitzten Schraube auf die Verbindungsstelle der Supraleiter realisiert wurden, kommt heute die Dünnschichttechnik zum Einsatz. Sie erlaubt wesentlich kleinere und reproduzierbare Josephsonkontakte. Außerdem können weitere Bauelemente wie die Rückkopplungsspule und Filterkondensatoren auf dem Substrat integriert werden. In Abhängigkeit von der Temperatur, bei welcher der supraleitende Zustand erreicht wird (der Sprung- oder Übergangstemperatur), unterscheidet man zwischen Tieftemperatur- und Hochtemperatursupraleitern. LTS-Systeme (vom englischen Low-Temperature Superconductor) werden gewöhnlich in flüssigem Helium bei 4,2 K betrieben. Für HTS-SQUIDs (High-Temperature Superconductor) kann der weitaus preiswertere flüssige Stickstoff mit einer Siedetemperatur von 77 K zur Kühlung verwendet werden. Dazu wird das SQUID in einem Kühlgefäß, dem sogenannten Kryostat, betrieben. Der Kryostat soll einerseits eine gute Wärmeisolation besitzen, um den Verbrauch an Kühlmittel gering zu halten, andererseits die Nutzsignale möglichst wenig bedämpfen bzw. verzerren. Die Entwicklung von Kryokühlern hat erhebliche Fortschritte gemacht [Kaz94]. Diese erlauben den Betrieb des SQUIDs ohne kryogene Flüssigkeiten sowohl bei 77 K als auch bei 4,2 K. Allerdings können in Abhängigkeit vom Funktionsprinzip der verwendeten Kühler die entstehenden mechanischen Schwingungen den Einsatz einschränken.

In Abbildung 6 ist ein an der PTB gefertigtes LTS-SQUID dargestellt. Die Kantenlänge des quadratischen Chips beträgt 7,2 mm. Die Strukturen aus Niob werden in einem Mehrlagenprozess auf einen handelsüblichen Siliziumwafer aufgebracht. Die große radförmige Struktur stellt den SQUID-Ring dar, welche hier gleichzeitig als Aufnehmerspule fungiert. Zur Verringerung der Induktivität besteht sie aus mehreren parallel geschalteten kleineren Spulen.

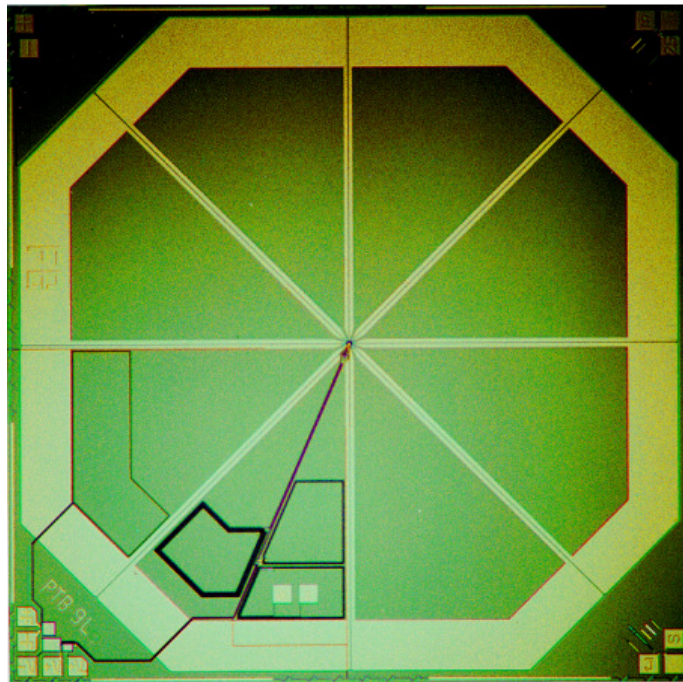


Abbildung 6: LTS-SQUID vom Typ W9L (PTB, Labor 7.13)

Der in der Bildmitte befindliche Bereich der Josephsonkontakte ist aufgrund ihrer geringen Größe hier nicht erkennbar. Über die Bondpads (links unten) wird das Bauelement angeschlossen. Im linken unteren Viertel erkennt man die Rückkoppel-, APF- und BCF-Spulen. Ebenfalls auf dem Chip integriert sind verschiedene Widerstände und Kondensatoren. Um bei den relativ hohen Fertigungstoleranzen die Ausbeute zu erhöhen, ist es möglich, die Stärke der Mitkopplung der APF-Spule durch geeignete Bondverbindungen zu variieren; außerdem kann ein Widerstand nachträglich durch selektives Ätzen abgeglichen werden.

Das in Abbildung 7 dargestellte HTS-SQUID zeigt einen etwas anderen Aufbau. Im Gegensatz zu den LTS-SQUIDs erfolgt die Realisierung mit einem hybriden Aufbau. Auf dem Substrat aus einem 30° Bikristall befindet sich das SQUID; die Aufnehmerspule besteht hier aus mehreren Schleifen. Das Substrat ist auf eine keramische Trägerplatte geklebt, welche den Heizwiderstand (als dunkler Streifen erkennbar) beinhaltet. Diese Konstruktion ist mit dem keramischen Gehäuseunterteil verbunden, welches die Anschlüsse zum Löten, Bondpads, einige Dickschichtwiderstände und die Rückkoppelspule enthält. Ein Deckel (hier nicht dargestellt) schließt das Gehäuse. Die in den HTS-SQUIDs verwendeten Materialien sind vor Feuchtigkeit zu schützen, da sonst die Gefahr besteht, dass sich durch chemische Prozesse die Eigenschaften des Bauelementes verändern. Wünschenswert ist eine hermetisch dicht verschlossene SQUID-Verkapselung, da das Bauelement dann gut geschützt wird. Ein derartiges Gehäuse ist starken Belastungen beim Abkühlen und Aufwärmen (Temperaturschock, veränderte Druckverhältnisse, da die eingeschlossene Luft kondensiert) ausgesetzt. Dringt flüssiger Stickstoff in die Kapsel ein, kann das beim Aufwärmen zu einer Explosion des Gehäuses

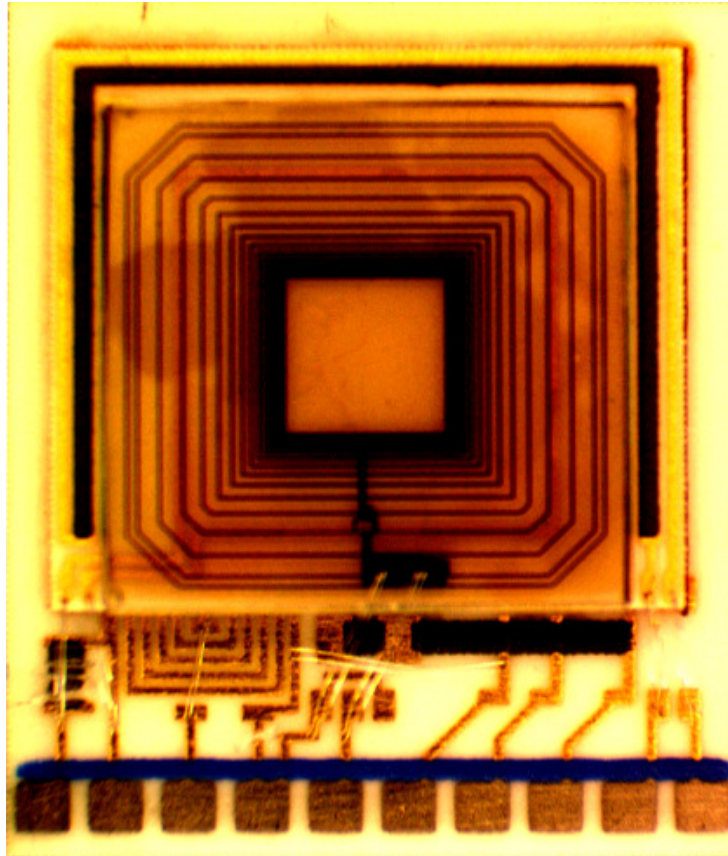


Abbildung 7: HTS-SQUID (PTB, Labor 7.13)

führen. Eine Lösung ist das Einbringen kleiner Löcher (unter 1 mm Durchmesser) in den Gehäusedeckel. Damit ist einerseits Druckausgleich möglich, andererseits besteht weiterhin ein gewisser Schutz des Bauelementes.

Wichtige Kennwerte für ein SQUID sind dessen Flussdichteempfindlichkeit und das Eigenrauschen (intrinsisches Rauschen). Tabelle 1 zeigt beispielhaft typische Daten von SQUIDs, die an der PTB hergestellt wurden. Bedingt durch den komplexen Herstellungsprozess dieser Sensoren [Kna98] unterliegen einige dieser Kennwerte teilweise erheblichen Schwankungen. Die hier aufgeführten Parameter dienen daher in erster Linie zur Veranschaulichung der angeführten Berechnungen. Messwerte aktueller Bauelemente finden sich unter anderem in [Dru02a].

Name	LTS (W9L)	HTS	Einheit
Technologie	Nb-AlO _x trilayer	YBa ₂ Cu ₃ O _{7-x} 30° bicrystal	
Arbeitstemperatur T	4,2	77	K
Aufnehmerspule	7	9	mm
Empfindlichkeit $B/\Phi = 1/A_{\text{eff}}$	0,46	5	nT/ Φ_0
SQUID-Induktivität L	420	100	pH
Spannungshub ΔU	30	25	μV
Transferkoeffizient U_Φ	1000	80	$\mu\text{V}/\Phi_0$
dynamischer Widerstand R_{dyn}	50	10	Ω
weißes Flussrauschen $\sqrt{S_{\text{Bw}_i}}$	1,2	35	fT/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Flussrauschen $\sqrt{S_{\text{Bw}_i}}$ bei $f = 0,1 \text{ Hz}$	5		fT/ $\sqrt{\text{Hz}}$
1/f-Eckfrequenz f_B	2	2	Hz

Tabelle 1: Typische Eigenschaften von an der PTB hergestellten Hoch- und Tieftemperatur-SQUIDs

1.2 Anwendungen

Typische Einsatzgebiete der beschriebenen SQUIDs sind neben Vorverstärkern, Magnetometern, Suszeptometern und Pikovoltmetern unter anderem die biologische Grundlagenforschung und die medizinische Diagnostik, die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung, geophysikalische Sondierungsverfahren und metrologische Anwendungen, beispielsweise Tieftemperatur-Rauschthermometer. Eine Übersicht der Arbeiten an der PTB enthält [Koc00a].

Wie in Abbildung 1 bereits skizziert, gestattet die hohe Empfindlichkeit der SQUIDs berührungslose Messungen am Herzen (Magnetokardiogramm, MKG), am Gehirn (Magnetoenzephalogramm, MEG) und an Nervenbahnen. Diese berührungslosen Messverfahren erlauben ein tieferes Verständnis der zugrunde liegenden elektrophysiologischen Vorgänge als die konventionellen Verfahren Elektrokardiogramm bzw. Elektroenzephalogramm [Koc00, Tra00, Wüb00, Vrb00]. Die zu messenden Signalamplituden sind sehr klein und liegen im Bereich von etwa 10 fT bis einige 10 pT. Die Verwendung von LTS-SQUID-Systemen mit vielen Kanälen ermöglicht Messungen mit hoher Ortsauflösung. Abbildung 8 zeigt das Vektorfeld des menschlichen Herzens während des QRS-Komplexes. Mit dem in Kapitel 4 beschriebenen PTB-Vektormagnetometer werden derartige Messungen mit bislang nicht erreichter Qualität möglich sein.

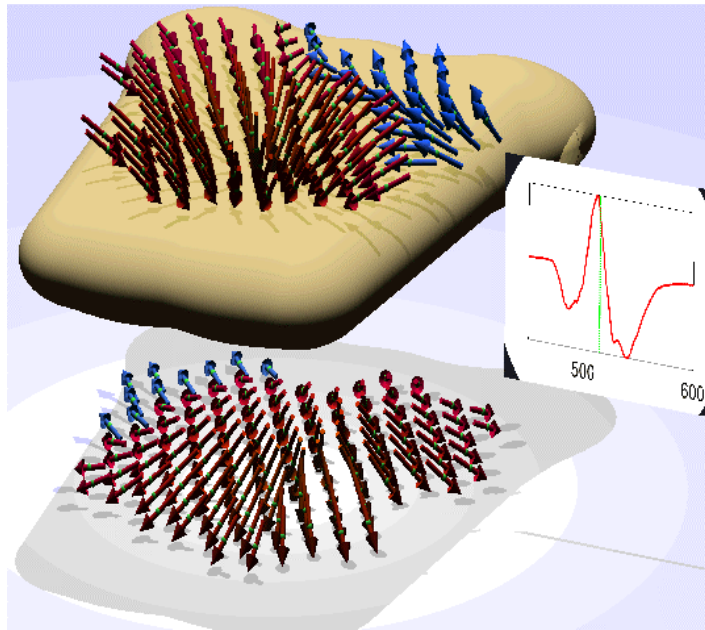


Abbildung 8: Vektormagnetfeld des menschlichen Herzens, interpoliert aus dreidimensionalen Vektordaten (PTB, Labor 8.21)

Äußere Störfelder wie das Erdmagnetfeld ($50 \mu\text{T}$) und zivilisationsbedingte Störfelder verschiedener Frequenzen müssen durch geeignete Maßnahmen abgeschwächt werden. Dazu dienen magnetisch schirmende Kabinen, welche eine Dämpfung der Störungen um bis zu acht Größenordnungen ermöglichen. Derartige Kabinen sind entsprechend aufwändig und relativ teuer. Bei etwas größeren Signalamplituden, wie beim MKG, und

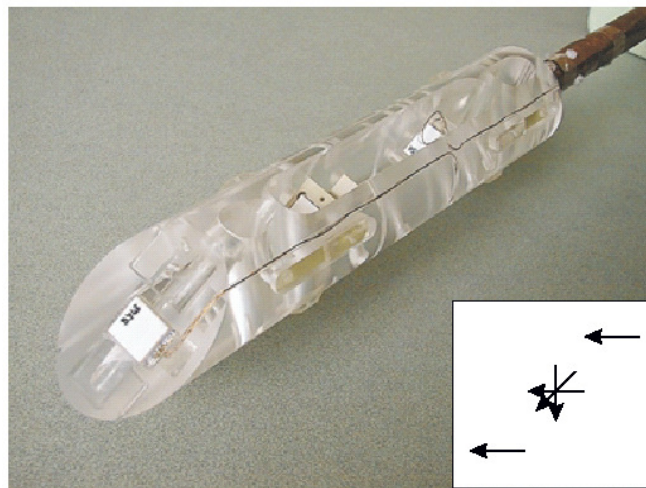


Abbildung 9: Gradiometer aus 5 HTS-SQUIDs für ein MKG-System zum Einsatz in ungeschirmter Umgebung [Bec00, Lud00]

unter Inkaufnahme einer geringeren Signalqualität ist es auch möglich, durch eine geeignete Anordnung der Sensoren und anschließende Gradiometerbildung eine derartig hohe Unterdrückung der Störsignale zu erreichen, dass ein Betrieb in ungeschirmter

bzw. moderat geschirmter Umgebung möglich ist. Dies setzt voraus, dass die Auslese-elektronik stabil arbeitet, d.h. die Flussregelschleife muss eine so hohe maximale Änderungsgeschwindigkeit (slew rate) besitzen, dass sie die Störungen ausregelt und damit das SQUID im Arbeitspunkt halten kann. Abbildung 9 zeigt den Aufbau eines Messkopfes für ein derartiges System auf Basis von HTS-SQUIDs. In der eingefügten schematischen Darstellung sind die Feldkomponenten angegeben, die von den jeweiligen Sensoren erfasst werden.

In der Biochemie, der Gentechnik und der medizinischen Labordiagnostik werden magnetische Nanopartikel mit einer Hülle aus organischem Material als Marker eingesetzt [Hal00]. Nach einer Aufmagnetisierung erfolgt die Relaxation der magnetischen Partikel. Gebundene Marker zeigen ein anderes Relaxationsverhalten im Vergleich zu den Partikeln, die eine Bindungsreaktion eingegangen sind. SQUIDs gestatten die hochempfindliche Messung dieses Vorgangs. Das Verfahren kann z.B. zum Nachweis von Immunreaktionen verwendet werden. Gegenüber herkömmlichen optischen Verfahren ergeben sich Vorteile aus der Anwendbarkeit auch in nicht-transparenten Medien bei vergleichbarer Nachweisempfindlichkeit. Daher ist eine Messung während der Reaktion möglich. Da die gebundenen Marker auch in Anwesenheit von ungebundenen Nanopartikeln quantifiziert werden können, entfällt ein Waschschrift.

Beim Einsatz in der Werkstoffprüfung bieten SQUIDs neben der hohen Magnetfeldempfindlichkeit den Vorteil einer großen Dynamik auch bei sehr niedrigen Frequenzen. Gegenüber herkömmlichen Wirbelstromverfahren können damit weitaus tiefer liegende Materialschäden detektiert werden [Kal00].

Bei den Geophysikalischen Sondierungsverfahren können SQUIDs den Einsatzbereich der konventionellen elektromagnetischen Verfahren erweitern, da ihre über einen weiten Frequenzbereich gleich bleibende Empfindlichkeit und ihr im Vergleich zu Induktionsspulenmagnetometern günstigeres Verhältnis zwischen Feldempfindlichkeit und Sensorgröße hier von Vorteil sind. In Abbildung 10 ist das radiomagnetische Sondierungsverfahren schematisch dargestellt. Hierbei werden die elektromagnetischen Felder von Rundfunksendern des VLF-, Lang- und Mittelwellenbereichs gemessen und daraus die Verteilung der elektrischen Leitfähigkeit des Bodens berechnet. Aus den Feldkomponenten lassen sich die magnetische Übertragungsfunktion und der Impedanzvektor bestimmen, welche quantitative Aussagen über die Widerstandsverteilung im Untergrund gestatten. Da Sender verschiedener Frequenzen verwendet werden ist auf Grund der frequenzabhängigen Dämpfung der im Erdboden induzierten Abschirmströme eine Tiefenaussage möglich. Typische Skintiefen sind 1...3 m bei einem Mittelwellensender (1 MHz) und 10...30 m bei 10 kHz. Als problematisch erweisen sich bisher die Anforderungen an das Messsystem für den praktischen Einsatz. Dieser verlangt eine hohe Robustheit des Systems und die Stabilität der Sensoren bei der Bewegung im Erdmagnetfeld. Das verwendete Kühlgefäß muss robust und transportabel sein, soll eine hohe Standzeit besitzen und dabei magnetisch transparent sein.

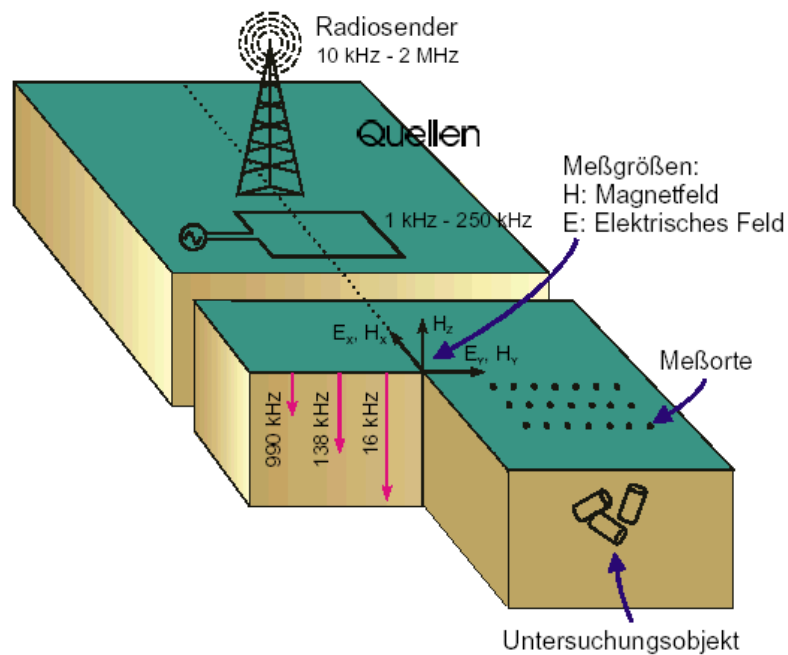


Abbildung 10: Geophysikalisches Sondierungsverfahren
(PTB, Labor 7.13)

Eine metrologische Anwendung von SQUIDs ist der Einsatz als Rauschthermometer [Men98]. Bei den hierfür verwendeten RSQUIDs ist ein Widerstand in die SQUID-Schleife integriert. An ihm treten thermische Spannungsfluktuationen (Nyquistrauschen) auf, welche von der absoluten Temperatur und dem Widerstandswert abhängig sind. Das Spannungsrauschen wird mit Hilfe des SQUIDs in eine Frequenz umgesetzt, welche sehr genau gemessen werden kann. Somit ist es möglich, direkt die absolute Temperatur zu bestimmen, d.h. in das Messergebnis gehen neben der Messgröße nur Naturkonstanten ein. Eine Kalibrierung dieses Thermometers ist nicht erforderlich, da es ein absolutes Thermometer ist.

2 Grundlagen der SQUID-Ausleselektronik

2.1 Aufbau und Funktion

2.1.1 Flussregelschleife

Wie in Abschnitt 1.1 bereits dargelegt, muss das SQUID in einer Gegenkopplungsschleife, der FLL, betrieben werden, da der lineare Bereich der U - Φ -Kennlinie sehr klein ist. Die über dem SQUID abfallende Spannung wird zunächst verstärkt und dann einem Integrator zugeführt. Dessen Ausgangsspannung wird über den Rückkopplungswiderstand R_f in einen Strom gewandelt, welcher in der Rückkoppelspule L_f einen Magnetfluss Φ_f erzeugt. Dieser Fluss kompensiert den Signalfluss Φ_{Signal} im SQUID.

Im folgenden werden die gängigsten zwei Arten zum Auslesen von SQUIDs beschrieben.

2.1.1.1 Flussmodulation

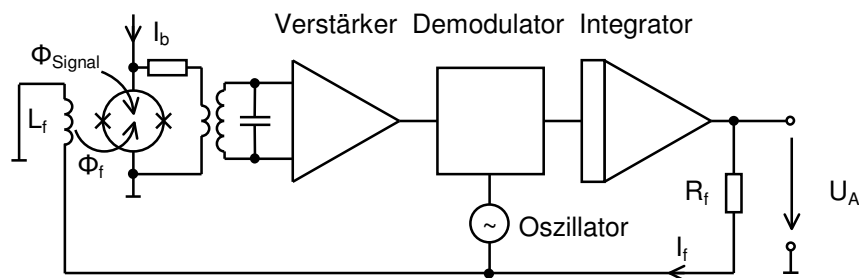


Abbildung 11: Prinzip der Modulationselektronik

Bei der in Abbildung 11 dargestellten Modulationselektronik wird dem Rückkopplungssignal ein Wechsignal mit einer typischen Frequenz im Bereich von 100...500 kHz überlagert, es findet eine Flussmodulation statt. Das Messsignal besteht jetzt aus einer Wechselspannung. Zur Demodulation wird das Lock-In-Verfahren verwendet. Der Vorteil der Modulationselektronik besteht darin, dass die Ausgangsspannung des SQUIDs mit einem Transformator rauscharm verstärkt werden kann. Damit verringern sich die Anforderungen an den folgenden Vorverstärker, insbesondere an dessen niederfrequentes Spannungsrauschen. Das $1/f$ -Rauschen des Vorverstärkers und der Einfluss gleichphasiger Schwankungen der kritischen Ströme werden unterdrückt.

2.1.1.2 Direktes Auslesen

Bei der in dieser Arbeit ausschließlich behandelten Elektronik wird die Ausgangsspannung des SQUIDs direkt dem Vorverstärker zugeführt. Da keine Lock-In-Detektion stattfindet, wird der Aufbau der Elektronik wesentlich vereinfacht. Große Bandbreiten

sind einfacher zu realisieren als bei der Modulationselektronik. Es ist möglich, auch SQUIDs mit unsymmetrischer U - Φ -Kennlinie rauscharm auszulesen. Gegenüber der Elektronik mit Flussmodulation kann prinzipiell kein Übersprechen des Modulationsignals zwischen benachbarten Kanälen in einem Mehrkanalsystem auftreten.

Eine Schwierigkeit der direktgekoppelten Elektronik liegt in den hohen Anforderungen an den verwendeten Vorverstärker. Dies betrifft insbesondere die Stabilität der Arbeitspunkteinstellung (Temperaturdrift) und das $1/f$ -Rauschen.

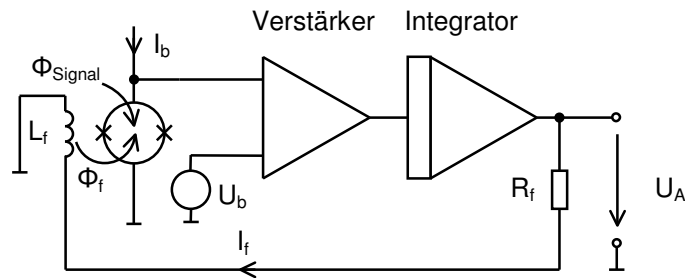


Abbildung 12: Prinzip der direktgekoppelten Elektronik ohne Flussmodulation

Während der Messung arbeitet die Elektronik im FLL-Modus, das heißt die Flussregelschleife ist geschlossen. Kann die Elektronik den Signalfluss im SQUID aufgrund dessen Höhe oder Änderungsgeschwindigkeit nicht mehr kompensieren, muss sie zurückgesetzt werden. Dies erfolgt im sogenannten Reset-Modus. In diesem Zustand verhält sich die Elektronik wie ein Verstärker. Das hat den weiteren Vorteil, dass sich verschiedene SQUID-Kennlinien darstellen lassen, wenn man nun die zur Arbeitspunkteinstellung verwendeten Spannungen und Ströme entsprechend verändert.

2.1.2 Arbeitspunkteinstellung

Neben der Flussregelschleife muss die Ausleselektronik auch Funktionen zur Arbeitspunkteinstellung des SQUIDs bereitstellen. Realisiert wird dies mit einer Spannungsquelle für die Biasspannung U_b und einer Stromquelle für den Biasstrom I_b . Aufgrund der Exemplarstreuungen der SQUIDs erfolgt für jeden verwendeten Sensor eine Optimierung des Arbeitspunktes mit dem Ziel, bei minimalem Gesamttrauschen einen möglichst hohen Übertragungsfaktor U_Φ erhalten. Zur Bestimmung der U - Φ -Kennlinie ist es notwendig, über einen Wechselstrom in der Rückkoppelspule eine Flussänderung zu erzeugen. Zur horizontalen Verschiebung der Kennlinie ist es zudem möglich, einen Gleichstrom (hat entsprechenden Φ_b zur Folge) in die Rückkoppelspule fließen zu lassen. An die zur Realisierung der Biaskenngrößen verwendeten Spannungsquellen werden insbesondere beim direkten Auslesen hohe Anforderungen bezüglich Temperaturstabilität und Spannungsrauschen gestellt. Eine quantitative Betrachtung erfolgt im Abschnitt 2.2.1.2.

2.1.3 Heizernsteuerung

Dringt als Folge statischer Entladungen oder starker Magnetfelder Fluss in das SQUID ein, so führt das zunächst zu einer Erhöhung des Sensorrauschens (insbesondere bei HTS-SQUIDs), bei noch höheren Feldstärken ist der Betrieb des Bauelementes in einem stabilen Arbeitspunkt nicht mehr möglich. Eine Abhilfe bietet ein Heizer im SQUID-Gehäuse, mit dem das Bauelement kurzzeitig über die Sprungtemperatur erwärmt werden kann. Damit weicht der Fluss aus den jetzt normalleitenden Schichten bzw. Josephsonkontakten. Bei den HTS-SQUIDs wird der Heizer als Widerstand auf dem Chipträger realisiert. Bei den in der PTB gefertigten LTS-SQUIDs ist es möglich, einen so großen Strom über die Josephsonkontakte fließen zu lassen, dass diese sich entsprechend erwärmen; ein spezieller Heizwiderstand ist nicht erforderlich. Es zeigte sich jedoch, dass das Abschalten des Stromes eine hohe Flankensteilheit (90%→10% Abfallzeit: $\leq 0,2 \mu\text{s}$) erfordert, damit beim Abkühlen nicht erneut Fluss in das Bauelement eindringt. Die Ansteuerung des Heizers ist daher ebenfalls ein Bestandteil der SQUID-Elektronik.

2.1.4 Biasumkehrtechnik (Bias-Reversal)

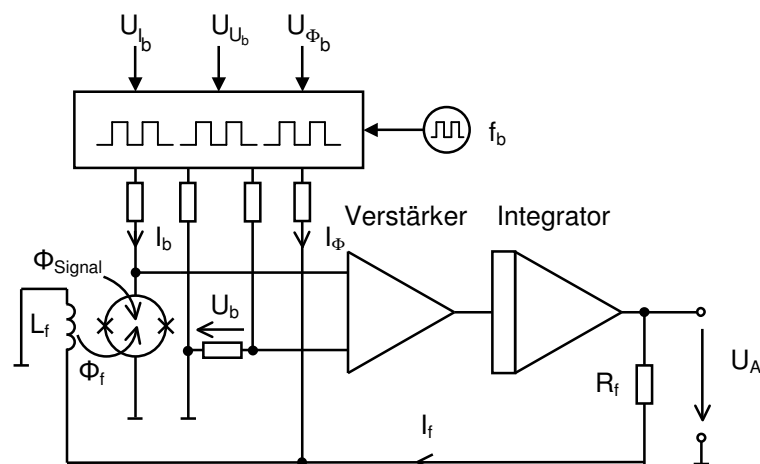


Abbildung 13: Prinzip der direktgekoppelten Elektronik mit Biasumkehrtechnik zum periodischen Umschalten der Biasströme bzw. -spannungen

HTS-SQUIDs weisen gegenüber den LTS-SQUIDs ein wesentlich höheres $1/f$ -Rauschen auf. Ursache sind Fluktuationen des kritischen Stromes I_0 , hervorgerufen durch stochastische Besetzung bzw. Leerung von Haftstellen in den Josephsonkontakten. Der aus dieser Änderung der kritischen Ströme resultierende Rauschanteil lässt sich reduzieren, indem die Biasgrößen (I_b , U_b und Φ_b) periodisch umgepolt werden. Man spricht dann vom Biasumkehrverfahren (Bias-Reversal). Die Bias-Reversal-Frequenz liegt im allgemeinen im Bereich von 100...250 kHz, aber auch höhere Frequenzen werden verwendet [Ukh99]. Die Umschaltung der drei Biaskomponenten muss synchron

und mit hoher Präzision erfolgen. Dann ist es möglich, das niederfrequente Flussrauschen um bis zu zwei Größenordnungen zu senken und damit dessen $1/f$ -Eckfrequenz zu niedrigen Frequenzen zu verschieben. Die beschriebenen Fluktuationen der kritischen Ströme treten auch bei LTS-SQUIDs auf, dort sind sie aufgrund der geringen Größe (etwa zwei Größenordnungen kleiner als bei HTS-SQUIDs) jedoch vernachlässigbar gegenüber anderen Rauschquellen.

Wie umfangreiche Messungen an einer Raumtemperatur-Elektronik ergaben, bestimmen die Eigenschaften der Biasumkehr-Schaltung gleichzeitig die obere Grenzfrequenz der Ausleseschaltung. Die Biasströme und -spannungen haben idealerweise einen rechteckförmigen Verlauf. In der Praxis treten an den Signalflanken parasitäre Effekte auf wie z. B. Überschwinger und endliche Anstiegszeiten. Mit steigender FLL-Bandbreite versucht die FLL, den Umschaltimpulsen zu folgen, wodurch sich große Störimpulse am Ausgang ergeben. Diese führen zu erhöhtem weißen Rauschen und, bei sehr hohen Bandbreiten, zu Instabilitäten. Die Anstiegszeit der Bias-Reversal-Signale wurde mit typisch $t_A = 40$ ns gemessen. Bei einer schnellen Elektronik mit einer Anstiegsgeschwindigkeit von $5 \cdot 10^6 \Phi_0/s$ (das entspricht einer Bandbreite von etwa 10 MHz) würde sich nur durch die endliche Anstiegszeit ein Störimpuls mit der Amplitude $\Phi_0/5$ ergeben. Unter realen Bedingungen werden die Störimpulse durch das Überspringen der Biassignale und die parasitären Effekte der Verbindungsleitungen vom SQUID zur FLL-Elektronik noch wesentlich verstärkt. Experimentell ergab sich als sinnvolle Obergrenze mit Bias-Reversal eine FLL-Bandbreite von ca. 1 MHz. Bei höherer Bandbreite steigt das Rauschen an. Die bei der Raumtemperatur-Elektronik prinzipbedingt immer vorhandenen Zuleitungen zum SQUID bestimmen also die Bandbreite der Biasumkehrschaltung und damit die Systembandbreite. Eine Erhöhung der Bandbreite kann nur unter Verzicht auf die Bias-Umkehrtechnik und damit auf einen niedrigen Rauschpegel im Frequenzbereich unter 10 kHz erreicht werden oder es müssen wie im Fall der hochfrequenten Biasumkehrelektronik von N. Ukhanski starke konstruktive Einschränkungen beim Aufbau des Messsystems in Kauf genommen werden.

Eine vollständig gekühlte SQUID-Elektronik besitzt die beschriebenen Einschränkungen nicht, da sie prinzipiell in unmittelbarer Nähe des SQUIDs platziert werden kann. Damit wäre, gleiche Leistungsfähigkeit wie die Raumtemperatur-Elektronik vorausgesetzt, eine höhere Bandbreite bei niedrigerem niederfrequenten Systemrauschen möglich.

2.2 Anforderungen

2.2.1 Rauschbeitrag

Um eine möglichst hohe Auflösung zu erhalten, sollte der Signal-Rauschabstand des Systems entsprechend hoch sein. Dazu muss das Systemrauschen minimiert werden. Es setzt sich zusammen aus dem Eigenrauschen des SQUIDs und dem Rauschbeitrag von Verbindungsleitungen und Ausleseelektronik.

Gelingt es, den Rauschbeitrag der Ausleselektronik zu reduzieren, ist zudem die Verwendung von SQUIDs mit etwas höherem Eigenrauschen denkbar, ohne die Systemleistung signifikant zu verschlechtern. Die geringeren Anforderungen führen zu einer Erhöhung der Ausbeute bei der Sensorherstellung.

2.2.1.1 Vorverstärkerrauschen

Das von der Elektronik (Verstärker, Integrator) erzeugte Rauschen kann man als äquivalentes Eingangsrauschen des Vorverstärkers zusammenfassen. Diese spektrale Rauschleistungsdichte $S_{U_{VVges}}$ setzt sich zusammen aus einer Strom- und einer Spannungskomponente, welche im allgemeinen nicht als miteinander korreliert angenommen werden. Über den dynamischen Widerstand des SQUIDs R_{dyn} kann die Stromkomponente $S_{I_{VV}}$ in eine Spannungskomponente $S_{U(I)_{VV}}$ umgerechnet werden:

$$S_{U(I)_{VV}} = S_{I_{VV}} R_{dyn}^2 \quad (1)$$

Die spektrale Rauschleistungsdichte des Vorverstärkers ergibt sich damit zu:

$$S_{U_{VVges}} = S_{I_{VV}} R_{dyn}^2 + S_{U_{VV}} \quad (2)$$

Sie kann mit dem Transferkoeffizient U_Φ als äquivalente Leistungsdichte des Flussrauschens dargestellt werden, so dass sich mit dem Eigenbetrag des SQUIDs $S_{\Phi_{SQUID}}$ ergibt:

$$S_{\Phi_{ges}} = S_{\Phi_{SQUID}} + (S_{U_{VV}} + S_{I_{VV}} R_{dyn}^2) / U_\Phi^2 \quad (3)$$

Die Größen R_{dyn} , $S_{\Phi_{SQUID}}$ und U_Φ sind abhängig vom SQUID-Design. Aus Tabelle 1 kann man für ein typisches LTS-SQUID ein weißes Flussrauschen von $\sqrt{S_{BW}} = 1,2 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ entnehmen. Mit der Empfindlichkeit von $B/\Phi = 0,46 \text{ nT}/\Phi_0$ ergibt sich $\sqrt{S_{\Phi_{SQUID}}} = 2,6 \times 10^{-6} \Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$. Rechnet man dieses Flussrauschen mit dem Transferkoeffizient U_Φ in ein äquivalentes Spannungsrauschen um, erhält man: $\sqrt{S_{U_{SQUID}}} = 2,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Ein handelsüblicher rauscharmer Operationsverstärker wie der AD 797 mit einem weißen Spannungsrauschen $\sqrt{S_U} = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und einem Stromrauschen von $\sqrt{S_I} = 2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ führt mit dem angegebenen R_{dyn} zu einem Vorverstärkerrauschen von $\sqrt{S_{U_{VVges}}} = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, in diesem Fall kann also dessen Stromrauschen vernachlässigt werden. Der weiße Rauschbeitrag des Vorverstärkers liegt damit unter dem Eigenrauschen des Sensors. Kritischer werden die Verhältnisse im niederfrequenten Bereich ($f = 0,1 \dots 100 \text{ Hz}$), welcher besonders bei biomagnetischen Messungen von Interesse ist. Hier dominiert das $1/f$ -Rauschen des Operationsverstärkers und führt zu einem Anstieg des Spannungsrauschens auf $\sqrt{S_U} = 8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und des Stromrauschens

auf $\sqrt{S_I} = 100 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ jeweils bei 0,1 Hz. Der Beitrag des Vorverstärkers zum Gesamt-rauschen erhöht sich dann auf $\sqrt{S_{U_{VVGes}}} = 12,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Der äquivalente Rauschbeitrag des SQUIDs bei 0,1 Hz ergibt sich mit $\sqrt{S_{BW}} = 5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ zu $\sqrt{S_{U_{SQUID}}} = 11 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Bei dieser Frequenz ist der Rauschbeitrag des Vorverstärkers bereits größer als der des Sensors. Die moderaten Anforderungen an den Vorverstärker werden bei LTS-SQUIDs durch die Integration von APF- und BCF-Kreis auf dem Sensorchip erreicht (siehe Abschnitt 1.1). Bei den HTS-SQUIDs können derartige Baugruppen nicht mit vertretbarem Aufwand integriert werden. Der wesentlich niedrigere Transferkoeffizient führt zu wesentlich höheren Anforderungen an den Vorverstärker. Für ein typisches HTS-SQUID ergibt sich nach Tabelle 1 mit $\sqrt{S_{BW}} = 35 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ und $B/\Phi = 5 \text{ nT}/\Phi_0$ ein Rauschen von $\sqrt{S_{\Phi_{SQUID}}} = 7 \times 10^{-6} \Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$ bzw. mit dem Transferkoeffizient $U_\Phi = 80 \text{ } \mu\text{V}/\Phi_0$ als äquivalentes Spannungsrauschen dargestellt $\sqrt{S_{U_{SQUID}}} = 0,56 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. HTS-SQUIDs, die aufgrund ungünstiger Parameter ein höheres intrinsisches Flussrauschen aufweisen, haben sogar ein noch kleineres Spannungsrauschen. Die spektrale Rauschleistungsdichte des Vorverstärkers sollte hinreichend darunter liegen, um das Systemrauschen nicht zu verschlechtern. Ein derartig geringes Spannungsrauschen kann mit handelsüblichen integrierten Verstärkern nicht erreicht werden. Zusätzlich notwendige Widerstände, beispielsweise für die Einstellung der Verstärkung, wurden für diese Betrachtung weggelassen. Sie bewirken eine Erhöhung des Eingangsrauschens des Verstärkers. So erzeugt ein Widerstand von $R = 1 \text{ } \Omega$ bei Raumtemperatur (etwa 300 K) gemäß:

$$\sqrt{S_{U_R}} = \sqrt{4kTR} \quad (4)$$

bereits ein Spannungsrauschen von $\sqrt{S_{U_R}} = 0,128 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Dies unterstreicht die Notwendigkeit, neue Konzepte für rauschärmere Vorverstärker zu entwickeln.

2.2.1.2 Weitere Rauschquellen

Die zur Arbeitspunkteinstellung des SQUIDs notwendigen Strom- und Spannungsquellen stellen weitere potenzielle Rauschquellen dar. Am kritischsten ist der Biasstrom. Dessen Stromrauschen ruft am dynamischen Widerstand R_{dyn} des SQUIDs ein Spannungsrauschen hervor:

$$\sqrt{S_{U_{Bias}}} = \sqrt{S_{I_{Bias}}} R_{dyn} \quad (5)$$

(Zur Vereinfachung wird hier die Berechnung mit R_{dyn} dargestellt. In der Praxis ist R_{dyn} stark vom Arbeitspunkt des SQUIDs und parasitären Effekten abhängig, und es ist günstiger, mit der Biasstromempfindlichkeit M_{dyn} zu arbeiten. Man erhält mit dem im Bei-

spiel angenommenen fixen R_{dyn} selbstverständlich das gleiche Ergebnis.) An einem LTS-SQUID mit einem R_{dyn} von $50\ \Omega$ und einem maximalen Biasstrom von $40\ \mu\text{A}$ hat ein Rauschen der Stromquelle von $\sqrt{S_{I_{\text{Bias}}}} = 40\ \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (das entspricht $1\ \text{ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$) bereits ein Spannungsrauschen von $\sqrt{S_{U_{\text{Bias}}}} = 2\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ zur Folge. Bezogen auf das weiße Rauschen wäre dieser Anteil bereits höher als das Vorverstärkerrauschen (siehe Abschnitt 2.2.1.1). Die resultierende Forderung nach einem Rauschen der Biasstromquelle von unter $1\ \text{ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$ schränkt insbesondere bei niedrigen Frequenzen ($f = 0,1\ \text{Hz}$) die Auswahl entsprechender Bauelemente erheblich ein. Mit der von Analog Devices produzierten Referenzspannungsquelle AD 587 mit einem Rauschen von $0,13\ \text{ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei $0,1\ \text{Hz}$ können diese Anforderungen erfüllt werden (siehe Abschnitt 4.2.1). Werden zur Einstellung der Arbeitspunkte D-A-Umsetzer verwendet, so addiert sich deren Eigenrauschen.

Für die Biasspannung gelten geringere Anforderungen an das Spannungsrauschen. Der im obigen Beispiel angenommene Biasstrombereich von $40\ \mu\text{A}$ entspräche im Arbeitspunkt einem Spannungsbereich an R_{dyn} von $40\ \mu\text{A} \times 50\ \Omega = 2\ \text{mV}$. Die maximale Biasspannung für die betrachteten LTS-SQUIDs liegt hingegen bei $400\ \mu\text{V}$. Ähnliches gilt für den Strom, mit dem der Biasfluss des SQUIDs realisiert wird. Dessen Einstellbereich von $0 \dots 80\ \mu\text{A}$ entspricht bei einer Empfindlichkeit der Rückkoppelspule (für $M_f = 128\ \text{pH}$) von $16,15\ \mu\text{A}/\Phi_0$ etwa $5\ \Phi_0$. Ein Stromrauschen von $1\ \text{ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$ bewirkt ein Flussrauschen von $5 \times 10^{-6}\ \Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$ oder $2,3\ \text{fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ und liegt damit bei $f = 0,1\ \text{Hz}$ unter dem Eigenrauschen des Sensors. In der Praxis sind daher die hohen Anforderungen an das Rauschen des Biasstromes entscheidend, da alle drei Biaswerte auf die gleiche Weise erzeugt werden.

Bei dieser Betrachtung handelt es sich um die Abschätzung unter sehr kritischen Bedingungen, dass heißt mit maximalen Biaswerten. In der Praxis entschärfen sich die Anforderungen etwas, da die notwendigen Ströme und Spannungen niedriger ausfallen und SQUIDs mit hohem Biasstrom einen geringeren dynamischen Widerstand aufweisen als die betrachteten $50\ \Omega$. Andererseits gestatten rauschärmere Biasstromquellen die Verwendung von SQUIDs mit höherem R_{dyn} , welche bisher nicht eingesetzt werden konnten. HTS-SQUIDs erfordern teilweise einen weitaus größeren Biasstrom als die LTS-SQUIDs und stellen damit noch höhere Anforderungen. Durch die Verwendung der Stromumkehrtechnik werden neben den Fluktuationen des kritischen Stromes des SQUIDs aber auch das Rauschen der Biasströme und -spannungen weitgehend unterdrückt.

2.2.2 Dynamische Eigenschaften

Die Bandbreite der Ausleseelektronik ergibt sie sich aus der effektiven SQUID-Verstärkung:

$$V_{\text{SQUID}} = U_{\Phi} \frac{M_f}{R_f} \quad (6)$$

(mit der Gegeninduktivität der Rückkoppelspule M_f und dem Rückkoppelwiderstand R_f) und dem Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (f_{VBP}) der gesamten Elektronik (Vorverstärker und Integrator) zu:

$$\Delta f = V_{\text{SQUID}} f_{\text{VBP}} \quad (7)$$

Die Bandbreite steigt also mit der effektiven SQUID-Verstärkung. Der Übertragungsfaktor U_{Φ} , welcher im Design festgelegt wird, kann durch die Verwendung von APF und der damit verbundenen Aufsteilung der Kennlinie vergrößert werden. Wird der Rückkoppelwiderstand klein gewählt, steigt die Verstärkung des Systems. Einer Reduzierung von R_f sind durch dessen das Stromrauschen Grenzen gesetzt:

$$\sqrt{S_{I_R}} = \sqrt{4kT/R_f} \quad (8)$$

Es erzeugt über die Gegeninduktivität M_f ein Flussrauschen im SQUID:

$$\sqrt{S_{\Phi_R}} = M_f \sqrt{S_{I_R}} \quad (9)$$

Auch die Gegeninduktivität ist daher in ihrer Größe begrenzt, in der Praxis haben sich Werte von etwa 200 pH bewährt.

Ebenso kann der verwendete Vorverstärker zu einer Limitierung der erreichbaren Bandbreite beitragen. So gilt nach [Dru96] für das Gesamtsystem:

$$\Delta f_{\text{max}} = 0,8 \Delta f_{\text{VV}} \quad (10)$$

mit der Bandbreite des Vorverstärkers Δf_{VV} . Des weiteren sind die Laufzeiten der Signale auf den Leitungen zum SQUID zu berücksichtigen (typisch $t_d = 10$ ns für 1 m Leitungslänge). Sie bewirken eine Phasendifferenz zwischen Signal- und Rückkoppelfluss. Bei hohen Frequenzen besteht die Gefahr, dass die Gegenkopplung zur Mitkopplung und damit das System instabil wird. Eine Beschränkung der Bandbreite auf $\Delta f = 0,18 / t_d$ verhindert derartige Effekte, da dann die Mitkopplung erst oberhalb der Grenzfrequenz auftreten kann [Dru96]. Ein anderer Aspekt, der eine Begrenzung der Bandbreite verursacht, ergibt sich aus dem Rauschen der Elektronik, welches über den Rückkoppelwiderstand zum SQUID gelangt und dort ein zusätzliches Flussrauschen erzeugt. Zusammengefasst ergeben sich für eine hohe erreichbare Bandbreite folgende Optimierungsmöglichkeiten:

- großer Spannungshub des verwendeten SQUIDs ($2\delta U$)

- kurze Laufzeit (t_d) und damit kurze Verbindungsleitungen zum SQUID
- niedriges Vorverstärkerrauschen (S_{VV})

Die notwendige Dynamik hängt selbstverständlich auch von der vorgesehenen Anwendung ab, da sichergestellt sein muss, dass das System in der Lage ist, alle relevanten Mess- und Störsignale verzerrungsfrei zu verarbeiten. Während für biomagnetische Messungen ein Frequenzbereich bis etwa 1,5 kHz üblich ist, beträgt die Bandbreite für geophysikalische Verfahren bis zu 2 MHz. Besonders bei Systemen in moderat geschirmter oder ungeschirmter Umgebung muss die Elektronik in der Lage sein, die Störsignale auszuregeln, da andernfalls das SQUID nicht mehr stabil arbeitet und es zum Verlust des Arbeitspunktes kommen kann. Zur Ausregelung der Störungen ist vor allem eine ausreichende Anstiegsgeschwindigkeit (slew rate) der FLL erforderlich. Die slew rate eines SQUID-Systems ist definiert als:

$$\dot{\Phi}_f = \frac{\partial \Phi_f}{\partial t} \quad (11)$$

mit Φ_f als rückgekoppeltem Fluss. Die FLL kann großen Eingangssignalen nicht beliebig schnell folgen. Daher existiert eine maximale slew rate des Systems [Dru96]:

$$\dot{\Phi}_{f_{\max}} = 2\pi \Delta f_{\text{FLL}} \delta\Phi \quad (12)$$

mit der Δf_{FLL} als Bandbreite der idealen FLL und dem linearen Flussbereich:

$$\delta\Phi = \frac{\delta U}{U_\phi} \quad (13)$$

Mit einer angenommenen sinusförmigen U - Φ -Charakteristik kann man daraus $1 \times 10^6 \Phi_0/\text{s}$ je MHz Bandbreite abschätzen. Zur Unterdrückung der 50 Hz-Störungen des Stromnetzes in einer Klinik ist beispielsweise eine slew rate von $10^5 \dots 10^6 \Phi_0/\text{s}$ notwendig [Vrb97]. Ein Magnetokardiogramm des menschlichen Herzens weist eine schnellste Signaländerung von $\dot{B} = 50 \text{ pT}/25 \text{ ms} = 2\Phi_0/\text{s}$ auf, während biomagnetische Systeme in geschirmter Umgebung eine slew rate von etwa $10^4 \Phi_0/\text{s}$ besitzen [Dru94]. Für geophysikalische Messungen wurden Systeme mit einer maximalen slew rate von $6 \cdot 10^7 \Phi_0/\text{s}$ bei 10 kHz entwickelt [Dru96]. Auf die Besonderheiten der Stromumkehrtechnik wurde in dem entsprechenden Abschnitt (2.1.4) bereits hingewiesen.

2.3 Konzepte zur Verringerung des Rauschbeitrags

Aus dem vorangegangenen Kapitel ist ersichtlich, dass das Hauptaugenmerk bei der Neuentwicklung der SQUID-Ausleseschaltung auf die Verbesserung des Vorverstärkers gerichtet sein muss, da dessen Eigenschaften die Systemleistung dominieren. Da der zu Verstärker sowohl Gleichspannungen als auch Wechsignale (je nach Einsatz von einigen zehn Kilohertz bis zu einigen Megahertz) verarbeiten muss, ist der Rückgriff auf

erprobte Schaltungen problematisch. Viele Schaltungskonzepte z.B. aus dem Audiobereich realisieren rauscharme Verstärker, besitzen jedoch eine untere Grenzfrequenz im Bereich von einigen zehn Hertz, da der darunter liegende Frequenzbereich für die meisten Hörer ohne Belang ist. Drift- und rauscharme Lösungen aus der Messtechnik für gleichspannungsgekoppelte Sensoren haben hingegen oft eine, für den hier vorgesehenen Anwendungsfall unzureichende, obere Grenzfrequenz. Außerdem wird das bei sehr niedrigen Frequenzen dominierende $1/f$ -Rauschen bei entsprechenden Schaltungskonzepten oft vernachlässigt.

Die sich aus theoretischen Überlegungen ergebenden Optimierungsrichtungen für einen rauscharmen Vorverstärker werden in den folgenden Abschnitten dargestellt. Auf Grund der komplexen Problematik des Strom- und Spannungsrauschens der verwendeten Bauteile bei unterschiedlichen Umgebungsbedingungen sind den theoretischen Modellen jedoch Grenzen gesetzt. Fehlende Daten zu den verwendeten Bauelementen, insbesondere bei tiefen Temperaturen erschweren bzw. verhindern eine aussagekräftige Simulation, beispielsweise mit PSPICE. Zur unbedingt erforderlichen Verifikation der Berechnungen wurde vom Autor eine Vielzahl entsprechender Schaltungen aufgebaut und getestet. Auf die Ergebnisse wird in den entsprechenden Kapiteln eingegangen.

2.3.1 Diskret aufgebauter Vorverstärker

Wie schon dargestellt, kann das geforderte niedrige Spannungs- und Stromrauschen des Vorverstärkers nicht mit kommerziellen integrierten Operationsverstärkern erreicht werden. Realisiert man den Vorverstärker mit geeigneten rauscharmen Transistoren, so ist eine Reduzierung des Rauschens zu erwarten, da bei der Optimierung von Schaltung und Bauteilen mehr Freiheitsgrade vorhanden sind. Feldeffekttransistoren werden auf Grund ihrer ungünstigen niederfrequenten Rauscheigenschaften nicht näher untersucht. Zur theoretischen Abschätzung des erreichbaren Rauschens eines mit Bipolartransistoren aufgebauten Vorverstärkers soll die folgende Betrachtung dienen. Es wird nur der vom Vorverstärker erzeugte Anteil am Gesamtuschen berücksichtigt. Die Signalquelle, bestehend aus U_G und dem Innenwiderstand R_G (dieser entspricht dem R_{dyn} des SQUIDS) soll dazu als rauschfrei angenommen werden. Zusätzliche Bauelemente zur Verstärkungseinstellung oder zur Biasspannungserzeugung werden nicht berücksichtigt. Da in der Praxis nur real existierende Bauelemente zur Anwendung kommen können, wurde den Berechnungen ein typischer Datensatz rauscharmer Transistoren zu Grunde gelegt. Die bipolaren Transistorpärchen MAT 02 bzw. SSM-2210 von Analog Devices erwiesen sich als geeignete Bauelemente. Beide enthalten den gleichen Chip, unterscheiden sich aber in der Gehäusebauform und der Spezifikation der maximalen Offsetspannung. Der MAT 02 im TO 78-Gehäuse ist für hohe Präzision spezifiziert, während der preiswertere SSM-2210 (DIL-8 bzw. SO-8 Gehäuse) für Audioanwendungen vorgesehen ist. Mit dem SSM-2220 bzw. MAT 03 gibt es die Bauelemente auch mit pnp-Zonenfolge und etwas geringerem Spannungsrauschen, die Stromverstärkung ist demge-

genüber jedoch bedeutend kleiner (etwa um den Faktor 5). Die beschriebenen Transistorchips sind auch ohne Gehäuse erhältlich.

Viele Kennwerte dieser Transistoren können dem Datenblatt [MAT02] entnommen werden. Bei angegebenen typischen Werten sind die bei Halbleiterprodukten üblichen Schwankungen zwischen den verschiedenen Fertigungschargen zu berücksichtigen. Ei-

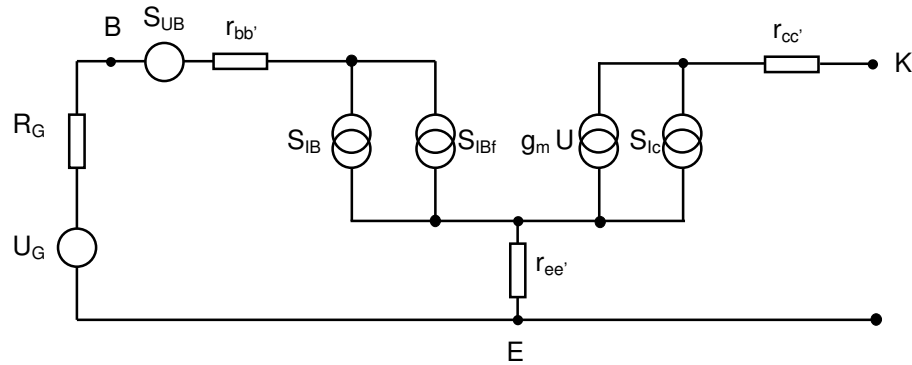


Abbildung 14: Vereinfachtes Rauschersatzschaltbild des Bipolartransistors in Emitterschaltung (nach [Blu96])

nige Parameter, wie die Stromverstärkung oder der Basisbahnwiderstand wurden daher messtechnisch für die vorhandenen Chargen bestimmt. Innerhalb einer Fertigungscharge wiesen die Bauelementedaten nur sehr geringe Streuungen auf. Den Berechnungen wurde ein typischer Datensatz zu Grunde gelegt, bei der konkreten Realisierung der Schaltung sind die beschriebenen Streuungen jedoch unbedingt zu berücksichtigen.

In Abbildung 14 ist das vereinfachte Ersatzschaltbild eines Bipolartransistors in Emitterschaltung dargestellt. Die Bahnwiderstände von Emitter und Kollektor kann man in der vorliegenden Anwendung vernachlässigen. Der Kollektorbahnwiderstand $r_{cc'}$ liegt mit dem relativ hochohmigen Kollektorwiderstand in Serie, der niederohmige Emitterbahnwiderstand $r_{ee'}$ (beim MAT02 typisch $0,3 \Omega$) kann ebenfalls unberücksichtigt bleiben. Der Basisbahnwiderstand soll als konstant angenommen werden. Das Rauschen ergibt sich bei Beschränkung auf niedrige Frequenzen im Wesentlichen aus folgenden, als unkorreliert angenommenen, Quellen:

1. Nyquistauschen des Basisbahnwiderstandes $r_{bb'}$:

$$S_{U_{r_{bb'}}} = 4kT r_{bb'} \quad (14)$$

Dieser Rauschanteil kann durch die Senkung der Arbeitstemperatur und des Basisbahnwiderstandes verringert werden. Die Größe des Basisbahnwiderstandes hängt vom gewählten Transistor ab. Rauscharme Bauelemente weisen einen $r_{bb'}$ im Bereich von $10 \dots 100 \Omega$ auf, der genaue Wert ist allerdings selten in den Datenblättern angegeben. Beim Basisbahnwiderstand des SSM-2210 sind zwischen verschiedenen

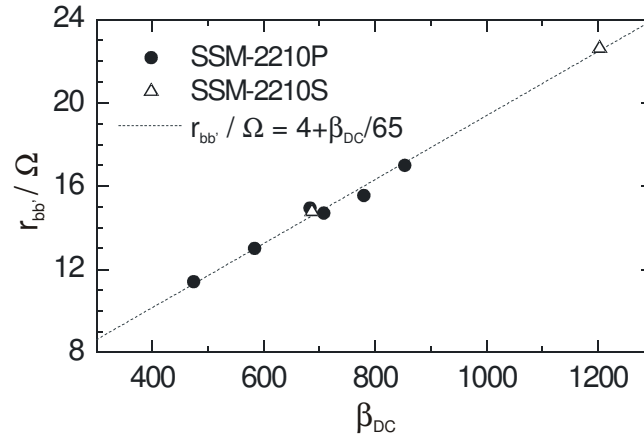


Abbildung 15: Basisbahnwiderstand in Abhängigkeit von der Stromverstärkung verschiedener Chargen des Transistors SSM-2210 (aus [Dru00]).

Fertigungschargen des gleichen Transistortyps zudem Schwankungen zu beobachten und es konnte der in Abbildung 15 dargestellte lineare Zusammenhang zwischen Stromverstärkung und Basisbahnwiderstand gemessen werden. Für ein sehr niedriges Rauschen muss daher gegebenenfalls $r_{bb'}$ für die verwendete Fertigungscharge ermittelt werden.

2. Schrotrauschen des Basisstromes:

$$S_{I_B} = 2eI_B \quad (15)$$

sowie 1/f-Rauschen (auch Funkelrauschen bzw. flicker noise) des Basisstromes:

$$S_{I_{Bf}} = 2eI_B \frac{f_0}{f} \quad (16)$$

f_0 ist die Frequenz, bei welcher das 1/f-Rauschens gleich dem Schrotrauschen aus Formel (15) ist. Sie wird entsprechend dem im Spektrum sichtbaren Bild oft als Knickfrequenz bezeichnet. Das 1/f-Rauschen des Basisstromes wird entsprechend seiner Ursache auch Generations-Rekombinations-Rauschen genannt [Mül90]. Generations-Rekombinations-Prozesse rufen Ladungsschwankungen und damit Schwankungen der Basis-Emitterspannung hervor. Das 1/f-Rauschen hängt unter anderem von Parametern bei der Transistorherstellung ab [Blu96, Tin00]. Das Stromrauschen des Basisstromes ruft am Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$ und am Innenwiderstand der Quelle R_G ein Spannungsrauschen hervor:

$$S_{U_{IB}} = 2eI_B \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) (r_{bb'} + R_G)^2 \quad (17)$$

Zur Verringerung des Rauschens ist auch bei dieser Quelle ein kleiner Basisbahnwiderstand vorteilhaft, da R_G durch den verwendeten Sensor vorgegeben wird. Der Basisstrom sollte nach dieser Formel möglichst klein gewählt werden. Besonders bei niedrigen Frequenzen ist das starke Ansteigen des Stromrauschens als Folge des 1/f-

Anteils zu berücksichtigen. Erfahrungsgemäß erhöht sich bei großen Basisströmen auch f_0 [Dru02].

3. Das Schrotrauschen des Kollektorstromes I_C :

$$S_{I_C} = 2eI_C \quad (18)$$

ruft am Kollektorwiderstand ein Spannungsrauschen hervor:

$$S_{U_C} = 2eI_C R_C^2 \quad (19)$$

Mit der Verstärkung:

$$V = \frac{I_C}{U_T} R_C = \frac{I_C e}{kT} R_C \quad (20)$$

resultiert das auf den Eingang bezogene Rauschen des Kollektorstromes:

$$S_{U_{CE}} = \frac{2(kT)^2}{eI_C} \quad (21)$$

Für ein geringes Rauschen sollte ein möglichst hoher Kollektorstrom verwendet werden. Eine Begrenzung stellen der maximale Kollektorstrom bzw. die Stromaufnahme des Vorverstärkers dar.

Für den Basisstrom ergibt sich nach Formel (17) eine gegensätzliche Forderung, es muss also ein Kompromiss gefunden werden.

Mit der Stromverstärkung:

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} \quad (22)$$

erhält man bei Summation der betrachteten Quellen für das eingangsbezogene Rauschen:

$$S_{UBPT} = 4kT r_{bb'} + 2e \frac{I_C}{\beta_{DC}} \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) (r_{bb'} + R_G)^2 + \frac{2(kT)^2}{eI_C} \quad (23)$$

Der Vorverstärker sollte als Differenzverstärker realisiert werden, da die geforderten Eigenschaften wie Driftarmut, Gleichtaktsignal- und Betriebsspannungsunterdrückung nur auf diese Weise mit vertretbarem Aufwand realisierbar sind. Das Gesamtrauschen des Differenzverstärkers erhöht sich gegenüber einem Einzeltransistor durch den Einsatz eines zweiten Transistors (und damit eines zweiten, als identisch angenommenen, Basisbahnwiderstandes). Die Angaben des Kollektorstromes I_C beziehen sich jeweils auf einen Transistor des Differenzverstärkers.

$$S_{DV} = 8kT r_{bb'} + 2e \frac{I_C}{\beta_{DC}} \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) [(r_{bb'} + R_G)^2 + r_{bb'}^2] + \frac{4(kT)^2}{eI_C} \quad (24)$$

Als spektrale Rauschleistungsdichte:

$$\sqrt{S_{DV}} = \sqrt{8kTr_{bb'} + 2e \frac{I_C}{\beta_{DC}} \left(1 + \frac{f_0}{f}\right) [(r_{bb'} + R_G)^2 + r_{bb'}^2] + \frac{4(kT)^2}{eI_C}} \quad (25)$$

Zur Illustration dieser Formel erfolgt in Abbildung 16 die Darstellung der drei Rauschquellen und des gesamten Spannungsrauschens eines Differenzverstärkers in Abhängigkeit vom Kollektorstrom. Die Berechnungen beziehen sich ausschließlich auf das weiße Rauschen.

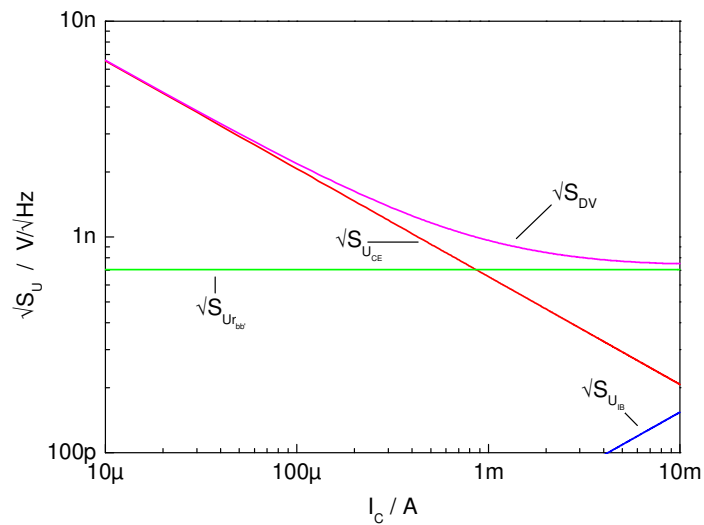


Abbildung 16: Berechnete Werte für die Rauschquellen und das resultierende weiße Gesamtrauschen ($\sqrt{S_{DV}}$) eines mit Bipolartransistoren realisierten Differenzverstärkers in Abhängigkeit vom Kollektorstrom ($T = 300 \text{ K}$, $\beta_{DC} = 600$, $r_{bb'} = 15 \text{ } \Omega$, $R_G = 50 \text{ } \Omega$)

Bei Kollektorströmen bis etwa 1 mA überwiegt der Rauschanteil des Kollektorstromes. Noch höhere Kollektorströme lassen diesen Anteil unter den des Nyquistauschens des Basisbahnwiderstandes sinken. Die Senkung des Spannungsrauschens von 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ bei $I_C = 1 \text{ mA}$ auf etwa 0,75 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ würde allerdings mit dem zehnfachen Leistungsumsatz „erkauft“. Das Rauschen des Basisstromes kann angesichts der hohen Stromverstärkung und des angenommenen Quelleninnenwiderstandes von 50 Ω vernachlässigt werden.

Zur weiteren Verringerung des Rauschens ist die Verminderung des Basisbahnwiderstandes notwendig, da dessen Rauschanteil bei vorgegebener Temperatur konstant ist und nicht durch die Wahl eines (optimalen) Kollektorstromes beeinflusst werden kann. Eine Möglichkeit, den wirksamen Basisbahnwiderstand zu verringern, besteht in der Parallelschaltung von n (gleichartigen) Transistoren.

$$\sqrt{S_{UDVn}} = \sqrt{8kT \frac{r_{bb'}}{n} + 2e \frac{I_C}{\beta_{DC}} \left(1 + \frac{f_0}{f}\right) [(r_{bb'} + R_G)^2 + r_{bb'}^2] + \frac{4(kT)^2}{eI_C}} \quad (26)$$

Behält man den gewählten Arbeitspunkt bei, so ist neben der erwünschten Verminderung von $r_{bb'}$ das Ansteigen des Kollektorstromes und der entsprechend erhöhte Leistungsumsatz zu berücksichtigen. Außerdem vergrößert sich die Eingangskapazität des Vorverstärkers.

2.3.2 Gekühlter Vorverstärker

Um thermisch bedingte Rauschanteile zu vermindern, ist es möglich, den Verstärker zu kühlen. Bei HTS-SQUIDs bietet es sich an, die gesamte Ausleseelektronik bei gleicher Temperatur wie den Sensor zu betreiben. Für LTS-SQUIDs ist dies nicht realisierbar, da bei 4,2 K kein Betrieb der hier verwendeten Bipolartransistoren möglich ist. Andererseits sind die Anforderungen der LTS-SQUIDs an den Vorverstärker durch den Einsatz von APF nicht so kritisch wie bei HTS-SQUIDs. Da eine Kühlung des Verstärkers im flüssigen Stickstoff nur für HTS-SQUIDs relevant ist, wurde der Quelleninnenwiderstand R_G entsprechend dem R_{dyn} nach Tabelle 1 mit $10 \, \Omega$ angesetzt.

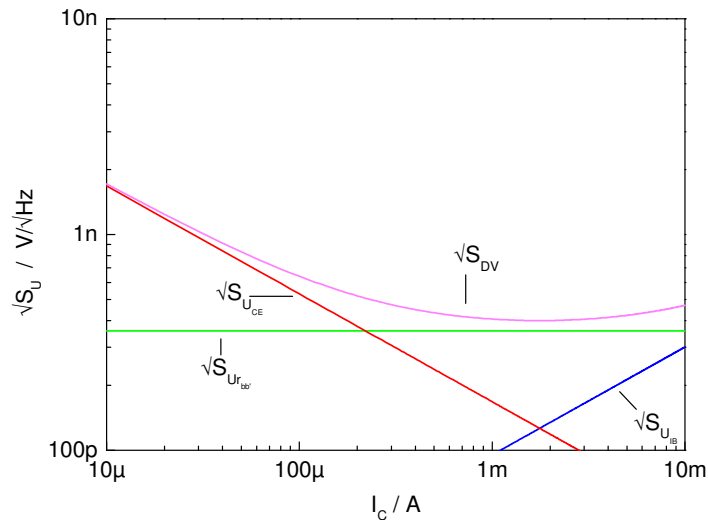


Abbildung 17: Rauschquellen und resultierendes weißes Gesamtrauschen ($\sqrt{S_{DV}}$) eines mit Bipolartransistoren realisierten Differenzverstärkers in Abhängigkeit vom Kollektorstrom bei $T = 77 \, K$ ($\beta_{DC} = 30$, $r_{bb'} = 15 \, \Omega$, $R_G = 10 \, \Omega$)

Ein Problem der Arbeitstemperatur von 77 K ist die teilweise drastische Änderung der Transistorkennwerte [Wad76]. So sinkt die Stromverstärkung des betrachteten SSM 2210 von ca. 600 bei Raumtemperatur auf etwa 30 im flüssigen Stickstoff (siehe Abschnitt 3.1.2.2) mit der Folge, dass bei gegenüber der Raumtemperatur unveränder-

tem Kollektorstrom ein wesentlich höherer Basisstrom fließt. Dessen Stromrauschen erreicht dementsprechend erheblich größere Werte und führt zum Anstieg des Gesamtrauschens bei Kollektorströmen ab etwa 3 mA. In Abbildung 17 ist das Ergebnis der Berechnungen dargestellt. Gegenüber Abbildung 16 wurden die Temperatur, die Stromverstärkung und der Quelleninnenwiderstand verändert. Der Wert des Basisbahnwiderstandes wurde beibehalten. Sein thermisches Rauschen halbiert sich erwartungsgemäß gegenüber den Verhältnissen bei Raumtemperatur. Auf den Eingang der Schaltung bezogen, verringert sich auch das durch den Kollektorstrom verursachte Rauschen, da die

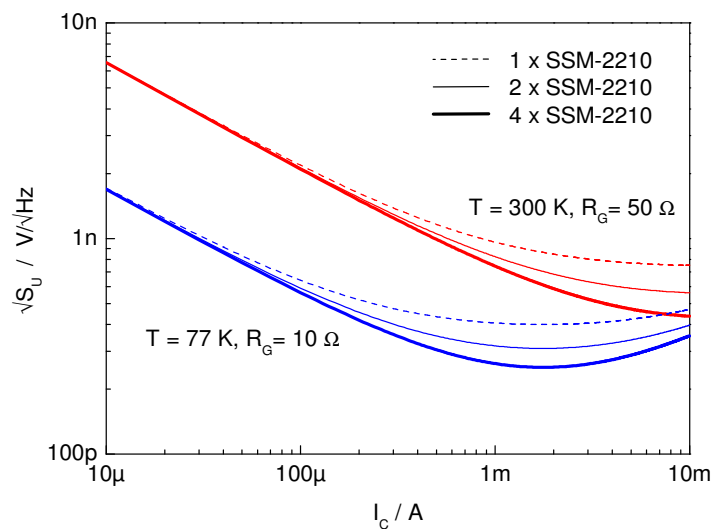


Abbildung 18: Simuliertes weißes Rauschverhaltenquellen eines Differenzverstärkers in Abhängigkeit vom Kollektorstrom mit 1, 2 und 4 parallelgeschalteten Bipolartransistoren bei 77 K und 300 K. Bei 77 K ist der Einfluss des Basisstromrauschens im Quelleninnenwiderstand auf das Gesamtrauschen zu erkennen.

Spannungsverstärkung sich entsprechend Formel 20 etwa um den Faktor 4 erhöht. Bei einem Kollektorstrom von $I_C = 1 \text{ mA}$ sinkt das Spannungsrauschen von $S_{DV} = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei Raumtemperatur auf etwa $0,45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ im flüssigen Stickstoff. Abbildung 18 zeigt zusammengefasst die Gegenüberstellung des Differenzverstärkers mit 1, 2 und 4 parallelgeschalteten Transistoren zur Verringerung des wirksamen Basisbahnwiderstandes bei 77 K und bei 300 K.

Eine Kühlung des Vorverstärkers besitzt also ebenso wie die Parallelschaltung mehrerer Transistoren ein hohes Potenzial zur Reduzierung des Spannungsrauschens. In Abhängigkeit vom Innenwiderstand der Signalquelle muss jedoch der Einfluss des (Basis-)Stromrauschens berücksichtigt werden. Sein mit dem Quelleninnenwiderstand steigender Anteil am gesamten Rauschen setzt der Erhöhung des Kollektorstromes und der Parallelschaltung vieler Transistoren Grenzen.

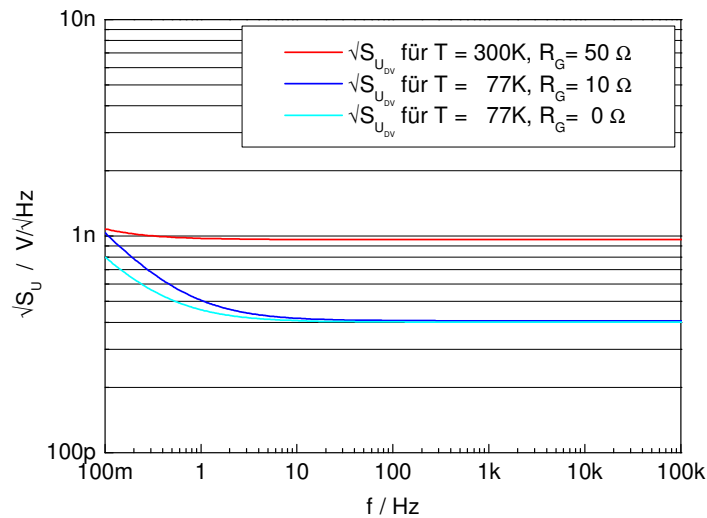


Abbildung 19: Simuliertes Rauschspektrum eines Differenzverstärkers mit SSM-2210 bei Raumtemperatur und bei 77 K ($I_C = 1\text{mA}$)

Für den Einsatz als Vorverstärker ist das Rauschspektrum von Bedeutung. Der Darstellung des Rauschens über der Frequenz in Abbildung 19 wurden ein Kollektorstrom von $I_C = 1\text{mA}$ und eine Knickfrequenz des Stromrauschens $f_0 = 100\text{Hz}$ zu Grunde gelegt. Zur Illustration des Anteils des Stromrauschens beim gekühlten Differenzverstärker wurde in dieser Darstellung zusätzlich das reine Spannungsrauschen ($R_G = 0\ \Omega$) aufgetragen.

Die vorgenommenen Vereinfachungen und die nicht vollständig verfügbaren Daten, beispielsweise das Verhalten des Bauelementes bei tiefen Temperaturen, müssen bei der Bewertung der Simulationsergebnisse berücksichtigt werden. In der Literatur [Wad76, Kil83, Tin00, Mou96] werden Aussagen und Formeln zu den Rauscheigenschaften von Halbleitern oft anhand konkreter Bauelemente mit teilweise hohem experimentellen Aufwand verifiziert.

2.3.3 Rauschmessung

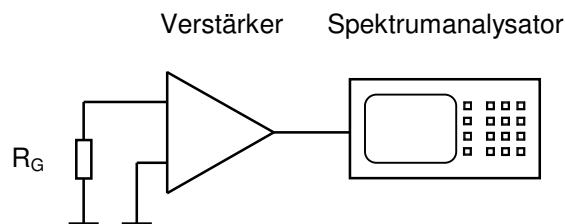


Abbildung 20: Messaufbau zur Bestimmung des Rauschverhaltens

Abbildung 20 skizziert den verwendeten Messaufbau zur Bestimmung des Rauschverhaltens der untersuchten Schaltungen. Zu einer ersten Charakterisierung der Baugruppen wurde üblicherweise das auf den Eingang der Schaltung bezogene Spannungsrauschen bestimmt. Dazu wurde der Vorverstärker eingangsseitig kurzgeschlossen ($R_G=0$) und das Ausgangssignal S_A mit einem FFT-Spektrumanalysator dargestellt. Es kamen verschiedene Geräte der Firma Hewlett-Packard zum Einsatz. Das eingangsbezogene Spannungsrauschen ergibt sich unter Berücksichtigung des Eigenrauschens des Messgerätes S_M und der Verstärkung V :

$$S_{U_{vv}} = \frac{S_A - S_M}{V} \quad (27)$$

Bezieht sich die Angabe des Rauschens auf einzelne Bauelemente, so sind gegebenenfalls zusätzliche Rauschbeiträge (z. B. von Gegenkopplungswiderständen) zu berücksichtigen. In der vorliegenden Arbeit wurden die Messergebnisse, soweit nicht anders angegeben, als spektrale Rauschleistungsdichte \sqrt{S} in der Einheit $V/\sqrt{\text{Hz}}$, bezogen auf den Eingang der Schaltung, dargestellt. Zahlenwerte wurden der grafischen Darstellung des Spektrums entnommen.

Bei handelsüblichen Bauelementen wird das Rauschspektrum oft nur unvollständig angeführt, meist werden nur Angaben zum weißen Rauschen gemacht. Daher wurde in allen Fällen das Spektrum der Rauschleistungsdichte im Frequenzbereich ab 0,1 Hz gemessen. Ein Problem ist der hohe Zeitaufwand der niederfrequenten Rauschmessungen. Um eine akzeptable Darstellungsqualität zu erhalten, sind bei einer Auflösung von 800 Linien im gewählten Frequenzbereich bis 25 Hz Mittelungen über 100 Messungen notwendig. Damit ergibt sich eine Messzeit von 100×25 s, also etwa 53 Minuten für ein Spektrum. Die spektrale Darstellung des Rauschens über dem Frequenzbereich von 0,1 Hz...100 kHz, wie sie in dieser Arbeit häufig anzutreffen ist, wurde durch die Kombination der Messergebnisse dreier Messungen (in den Bereichen bis 25 Hz, 3,2 kHz und 102 kHz) in einem gemeinsamen Diagramm realisiert.

2.3.4 Realisierungsmöglichkeiten einer rauscharmen SQUID-Elektronik

Bislang wurde vorwiegend auf den Vorverstärker eingegangen, da er wesentlich zu den Gesamteigenschaften der FLL beiträgt. Bei Realisierung der übrigen Baugruppen ist selbstverständlich darauf zu achten, das sie das Rausch- und Driftverhalten nicht verschlechtern.

Aus den Simulationsergebnissen ergeben sich zusammengefasst folgende Strategien zur Realisierung eines optimalen Vorverstärkers:

- Auswahl spezieller rauscharmer Bauelemente, z. B. MAT 02, SSM-2210
- Verkleinerung des wirksamen Basisbahnwiderstandes durch Parallelschaltung gleichartiger Transistoren
- Verringerung des thermischen Rauschens durch Senkung der Arbeitstemperatur

Ein mit Bipolartransistoren des Typs SSM-2210 aufgebauter Vorverstärker ist Bestandteil der im Abschnitt 4 beschriebenen Ausleseelektronik für das 304-Kanal-LTS-Vektormagnetometersystem. Er weist ein niedrigeres Strom- und Spannungsrauschen bei kleinerem Leistungsumsatz als kommerzielle rauscharme Operationsverstärker auf.

Beim Einsatz von HTS-SQUIDs ergeben sich noch anspruchsvollere Anforderungen an den Rauschbeitrag des Vorverstärkers (siehe Abschnitt 2.2.1.1). Für diesen Fall ist die Kombination aller Strategien erfolgversprechend. Ein nach Kundenwunsch realisierter integrierter Schaltkreis, welcher für eine Betriebstemperatur von 77 K optimiert ist und die vollständige FLL-Elektronik beinhaltet, kann in der Nähe des SQUIDs betrieben werden und gestattet den Aufbau eines sehr rauscharmen und kompakten Messsystems. Ein derartiges System wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

3 Gekühlte SQUID-Elektronik

Die Arbeiten zur gekühlten SQUID-Elektronik erfolgten im Rahmen des Forschungsvorhabens „Entwicklung optimierter SQUID-Signalverarbeitungssysteme für Messungen in gestörter Umgebung“, welches vom Bundesministerium für Bildung, Wissenschaft, Forschung und Technologie unter dem Kennzeichen 13 N 6863 gefördert wurde [Kun99]. Unter Federführung des Instituts für Physikalische Hochtechnologie Jena e. V. (IPHT) und gemeinsam mit den Projektpartnern Friedrich Schiller Universität Jena (FSU) und der MAZeT GmbH Thüringen sollte u. a. eine weitestgehend integrierte SQUID-Elektronik entwickelt werden, die der Arbeitstemperatur von HTS-SQUIDs angepasst ist. Soweit nicht anders angegeben, erfolgt in dieser Arbeit nur die Darstellung der vom Autor vorgenommenen Messungen.

3.1 Einzelkomponenten bei 77 K

Beim Aufbau einer gekühlten Elektronik müssen alle Bauelemente in einem weit außerhalb ihrer Spezifikation liegenden Temperaturbereich betrieben werden. Deshalb waren zunächst Testmessungen notwendig, welche die Auswirkungen von flüssigem Stickstoff auf die Funktion der Bauelemente klären sollten. Dabei ging es einerseits darum, ob eine zuverlässige Funktion gegeben ist, z.B. ob das Gehäuse den thermischen Beanspruchungen gewachsen ist, andererseits mussten die Veränderungen der charakteristischen Kennwerte ermittelt werden. Parallel zu der Entwicklung eines ASIC erfolgten Probeaufbauten mit handelsüblichen Bauelementen, um erste Erkenntnisse über das Verhalten von konventionellen Halbleitern bei 77 K zu erhalten.

Da der Aufbau der Schaltungen konventionell, d.h. mit bedrahteten Bauelementen erfolgte, wurden keine SMD-Bauteile untersucht. Entsprechende Tests erfolgten bei den Projektpartnern.

3.1.1 Passive Bauelemente

Unabhängig von der Realisierung der SQUID-Elektronik als diskret aufgebaute oder integrierte Variante sind passive Bauelemente notwendig (z.B. Abblockkondensatoren, Abgleichwiderstände, Leitungen), außerdem waren sie für Test- und Messschaltungen erforderlich. Da in den verwendeten Schaltungen keine Induktivitäten zum Einsatz vorgesehen waren, wurden diese nicht bei tiefen Temperaturen getestet.

3.1.1.1 Widerstände und Leitungen

Die verwendeten Kupferdrähte und Koaxialleitungen zeigten neben der erwarteten Reduzierung des ohmschen Widerstandes keine Veränderungen im Frequenzgang. Zur besseren thermischen Entkopplung zwischen der Elektronik im flüssigen Stickstoff und bei Raumtemperatur wurden in den späteren Versuchsaufbauten Kupferleitungen mit einem Drahtdurchmesser von 70 μm verwendet, welche üblicherweise zur Verdrahtung von SQUID-Messstäben genutzt werden.

Beim Einsatz von Widerständen wurde aufgrund langjähriger Erfahrungen des PTB-Labors auf Metallschichtwiderstände orientiert. Hochwertige Metallschichtwiderstände zeigen eine gute Konstanz ihrer Widerstandswerte und ein niedriges Stromrauschen. Sie arbeiten auch im flüssigem Helium noch zuverlässig.

3.1.1.2 Kapazitäten

Die exemplarischen Messungen an Kondensatoren verschiedener Bauformen bei 77 K sind in Abbildung 21 zusammengefasst.

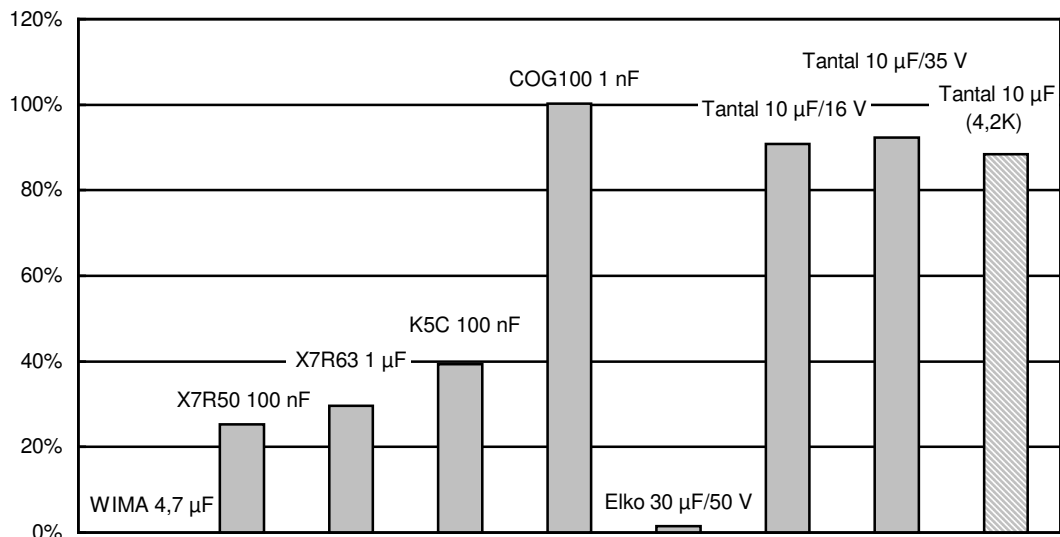


Abbildung 21: Kapazität verschiedener Kondensatoren im flüssigen Stickstoff / Helium bezogen auf den Wert bei Raumtemperatur

Für die Realisierung kleinerer Kapazitäten sind Kondensatoren des Typs „COG“ bzw. „NPO“ ausgezeichnet geeignet. Sie werden mit Nennkapazitäten bis 10 nF geliefert. Eine Veränderung des Kapazitätswertes war auch im flüssigen Helium praktisch nicht nachweisbar. Größere Kapazitäten ab 1 μF können mit Tantal-Kondensatoren realisiert werden (Verringerung der Kapazität um 8 % im Stickstoff bzw. um 12 % im Helium). Wie zyklische Messungen mit etwa 100 Aufwärm- und Abkühlphasen ergaben, ist das Verhalten der Bauelemente stabil; es traten keine signifikanten Veränderungen der Parameter oder Gehäuseschäden auf.

3.1.2 Aktive Bauelemente

3.1.2.1 Zweipole

Zunächst wurden verschiedene Zweipole (Universaldioden, Z-Dioden und Referenzelemente) im flüssigen Stickstoff untersucht. Tabelle 2 zeigt einige Messergebnisse.

Typ	U_F / mV	
	RT	77 K
BYS 26-45	202	558
Ge-Diode	394	700
1N4148	708	1080
IR-LED	1140	1555
Bandgap	1245	*
LED, grün	1775	*
ZPD 4,7	4780	4780

Tabelle 2: Durchlassspannung verschiedener Dioden bei Raumtemperatur (RT) und bei 77 K (* Bauelement wies keine Funktion auf)

Bei Siliziumdioden erhöht sich die Flussspannung von etwa 0,6 V bei Raumtemperatur auf etwa 1 V bei 77 K und zeigt damit eine gute Übereinstimmung mit dem bei einem Temperaturkoeffizient von ca. -2 mV/K zu erwartenden Wert. Z-Dioden weisen auch bei 77 K keine Abweichung ihrer Z-Spannung auf und sind damit zur Spannungsstabilisierung verwendbar. Bandgap-Referenzelemente erfüllten bei 77 K nicht mehr ihre Funktion. Integrierte Schaltungen, welche derartige Referenzelemente enthalten, funktionieren damit auch nicht mehr zuverlässig bei 77 K.

3.1.2.2 Transistoren

Bei Feldeffekttransistoren ändern sich die Kennwerte bei 77 K gegenüber Raumtemperatur nicht so stark wie bei Bipolartransistoren [Naw88]. Demgegenüber setzt bei den MOS-Bauelementen das 1/f-Rauschen schon bei relativ hohen Frequenzen (100...1000 Hz) ein, so dass sie für eine direktgekoppelte Elektronik nicht geeignet sind. Tabelle 1 zeigt die Messergebnisse ausgewählter Transistoren bei einem Kollektorstrom von 1 mA. Für die Bipolartransistoren kam eine Emitterschaltung zum Einsatz; der Arbeitspunkt wurde mit einem konstanten Basisstrom eingestellt. Der verwendete Aufbau erlaubte ohne Veränderungen die Messung bei Raumtemperatur und in flüssigem Stickstoff.

Die Stromverstärkung der handelsüblicher Transistoren geht bei 77 K um den Faktor 20...50 zurück. Durch spezielle Herstellungsverfahren mit Modifikation des Dotierungsprofils lassen sich Transistoren bauen, welche bis 40 K noch eine Stromverstärkung von 500 haben [Jay88, Woo88, Cre90]. Derartige Bauelemente wurden jedoch für Spezialanwendungen entwickelt und sind nicht kommerziell erhältlich.

Typ	Zonenfolge	β_{DC}	
		RT	77 K
BC 177	pnp	136	2,7
BC 238 B	nnp	238	11
BC 328	pnp	657	15,7
BC 558	pnp	549	12
MAT 02	nnp	840	27,7
MAT 03	pnp	148	18

Tabelle 3: Stromverstärkung β_{DC} verschiedener Bipolartransistoren bei Raumtemperatur und bei 77 K

Zur Einstellung des Kollektorstromes ist gegenüber den Verhältnissen bei Raumtemperatur also ein größerer Basisstrom notwendig; die Eingangsimpedanz der Transistorstufe ist bei 77 K wesentlich geringer. Durch den verminderten Einfluss thermischer Effekte verringern sich exemplarabhängige Streuungen der Parameter eines Transistortyps (z.B. die Basis-Emitterspannung bei konstantem Basisstrom) gegenüber Raumtemperatur.

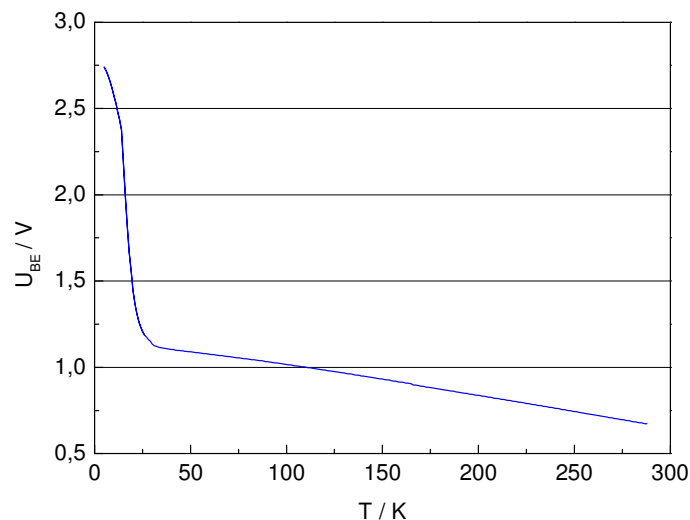


Abbildung 22: Basis-Emitter-Spannung eines Bipolartransistors MAT 02 in Abhängigkeit von der Temperatur

Für den Transistor MAT 02 wurde die Basis-Emitter-Spannung über dem Temperaturbereich von 4 K bis Raumtemperatur aufgenommen [Bre98]. Die entsprechende Messkurve zeigt Abbildung 22. Man erkennt den weitgehend linearen Verlauf bis hinunter zu etwa 30 K. Für den Temperaturbereich von 70 bis 100 K wurde ein Temperaturkoeffi-

ziert von $dU/dT = -1,52 \text{ mV/K}$ ermittelt. Dieser Wert bildete die Grundlage für spätere Temperaturmessungen direkt auf dem Chip.

3.1.2.3 Integrierte Operationsverstärker

Im nächsten Schritt erfolgten Messungen an handelsüblichen Operationsverstärkern. Viele MOS-Operationsverstärker funktionieren auch bei 77 K. Ein großes Problem ist jedoch das hohe Rauschen, insbesondere der $1/f$ -Anteil, dieser Verstärker. Für eine direktgekoppelte SQUID-Elektronik sind derartige Bauelemente daher ungeeignet. Bei bipolaren Verstärkern ist eine Funktion im flüssigen Stickstoff nur bei wenigen Typen gegeben (z.B. OP 270, LT 1124, SSM-2017). Es ist davon auszugehen, dass erhebliche Änderungen der charakteristischen Eigenschaften gegenüber den Datenblattangaben auftreten. So vermindert sich die Leerlaufverstärkung des OP 270 von 130 dB bei Raumtemperatur auf 105 dB bei 77 K, während das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt sich von 5 MHz auf 9,3 MHz im flüssigen Stickstoff erhöht. Die mit den angegebenen Operationsverstärkern realisierten Schaltungen funktionierten prinzipiell, in der Zusammenschaltung mit dem Vorverstärker kam es jedoch häufig zu Stabilitätsproblemen, welche sich in einer erhöhten Neigung des Verstärkers zum Oszillieren zeigte.

3.2 Gekühlter Vorverstärker

3.2.1 Kommerzieller Vorverstärker LNA 1815

Mit dem russischen LNA 1815 und dessen Nachfolgetypen stehen kommerzielle rauscharme Vorverstärker zur Verfügung, welche für den Einsatz im flüssigen Stickstoff optimiert wurden [LNA96, Ukh95, Ukh99a]. Messungen am LNA 1815 ergaben, dass nicht alle in der Spezifikation angegebenen Werte erreicht werden konnten. Da vom Hersteller keine Angaben zu den verwendeten Messschaltungen gemacht wurden, war ein exakter Vergleich der gemessenen Werte mit den Daten des Herstellers nicht möglich. Negativ wirkte sich auch das Fehlen von Informationen über die innere Struktur des Verstärkers aus, weil dadurch die Integration in eine komplette SQUID-Elektronik erschwert wird. Tabelle 4 zeigt die Gegenüberstellung von Messergebnissen und den Daten der Spezifikation. Während das Spannungsrauschen im $1/f$ -Bereich den Herstellerangaben entspricht, liegen die Messwerte für das weiße Rauschen über den angegebenen Werten. Die Messergebnisse für das Spannungs- und Stromrauschen zeigen, dass der Vorverstärker den gestellten Anforderungen entspricht.

Ein großes Problem ist jedoch die niedrige Eingangsimpedanz des LNA 1815 von ca. 40Ω . Bei einer Impedanz des HTS-SQUIDs im Bereich von 10Ω (siehe Tabelle 1) geht bereits am Verstärkereingang ein Teil des Signals verloren. Applikationen mit dem LNA 1815 sehen vor, dass dieser als gekühlter Vorverstärker verwendet wird, während die nachfolgenden Teile der Schaltung bei Raumtemperatur arbeiten.

Größe	Spezifikation	Messwert	Einheit
Eingangsimpedanz	70	41	Ω
Ausgangsimpedanz	360	372	Ω
Spannungsverstärkung	130...145	139	
3-dB-Bandbreite	3...5	3,5	MHz
Spannungsrauschen bei:			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
1 Hz	1,1	0,64	
10 Hz	0,22	0,34	
$\geq 100 \text{ Hz}$	0,2	0,28	

Tabelle 4: Herstellerangaben und Messwerte zum Vorverstärker LNA 1815

Soll die gesamte SQUID-Elektronik im flüssigen Stickstoff realisiert werden, ist es deshalb erforderlich, weitere Schaltungskomponenten zu entwickeln (Verstärker und Integrator, Biaserzeugung), welche bei 77 K funktionsfähig sind. Die weiterentwickelte Version des Vorverstärkers ist an der FSU Jena in verschiedenen SQUID-Ausleseschaltungen (direktgekoppelt und moduliert) eingesetzt worden [Gud99, Ukh97]. Das Spannungsrauschen betrug $0,17 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei einer $1/f$ -Ecke von 8 Hz. Es wurde in allen Fällen nur der Vorverstärker gekühlt, die restliche Elektronik arbeitete bei Raumtemperatur.

3.2.2 Diskrete Lösung mit Bipolartransistoren

Um das Spannungsrauschen eines Vorverstärkers mit Bipolartransistoren charakterisieren zu können, wurde ein Differenzverstärker entsprechend Abbildung 23 aufgebaut und zunächst das Rauschspektrum bei Raumtemperatur ermittelt.

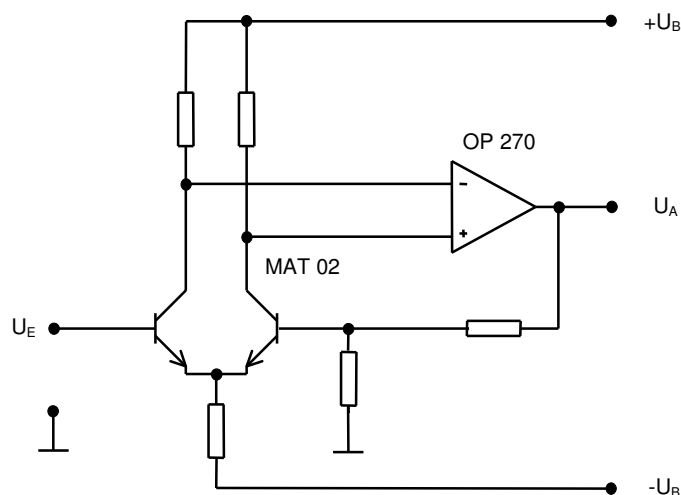


Abbildung 23: Einfacher Differenzverstärker mit MAT 02

Der Kollektorstrom betrug etwa 1 mA je Transistor. Das Ergebnis ist als rote Kurve in Abbildung 24 dargestellt. Die Skalierung der y-Achse wurde so gewählt, dass der Vergleich mit den folgenden Abbildungen möglich ist. Das im Spektrum als grüne Kurve

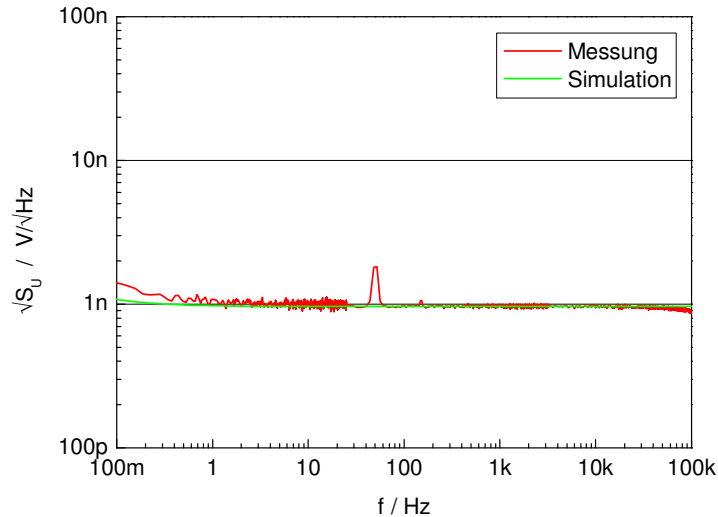


Abbildung 24: Gegenüberstellung von Mess- und Simulationsergebnissen für das Spektrum des Spannungsrauschens eines Differenzverstärkers mit MAT 02 bei Raumtemperatur

aufgetragene Ergebnis der Simulation aus Abbildung 19 zeigt eine bemerkenswerte Übereinstimmung des Rauschverhaltens. Anschließend wurde die gesamte Schaltung im flüssigen Stickstoff auf 77 K gekühlt und das Spannungsrauschen ermittelt ($R_G = 0$). Das entsprechende Spektrum zeigt die dunkelblaue Kurve in Abbildung 25. Erwartungsgemäß verringert sich das weiße Rauschen (im Frequenzbereich oberhalb von 100 Hz) bei 77 K etwa um den Faktor 2 gegenüber Raumtemperatur und stimmt damit relativ gut mit dem berechneten (hellblaue Kurve) Wert überein. Unterhalb von 100 Hz ist jedoch ein starker Anstieg des Rauschens zu verzeichnen, welcher aus den bislang erfolgten theoretischen Betrachtungen nicht zu erklären war.

Die Spitzen im Spektrum z.B. bei einer Frequenz von 1,5 Hz lassen eine gewisse Periodizität der zu Grunde liegenden Vorgänge vermuten. Die Suche nach den Ursachen ergab, dass thermische Effekte dieses Rauschen verursachen. Die in der Schaltung umgesetzte Leistung bewirkt eine lokale Erwärmung des Schaltungsaufbaus. Aufgrund der geringen Wärmeleitfähigkeit von flüssigem Stickstoff bilden sich Temperaturgradienten auf der Schaltung. Die periodisch entstehenden (daher die Spitzen im Spektrum) Gasbläschen haben eine um den Faktor 19 geringere Wärmeleitfähigkeit als flüssiger Stickstoff, wie Tabelle 5 zu entnehmen ist.

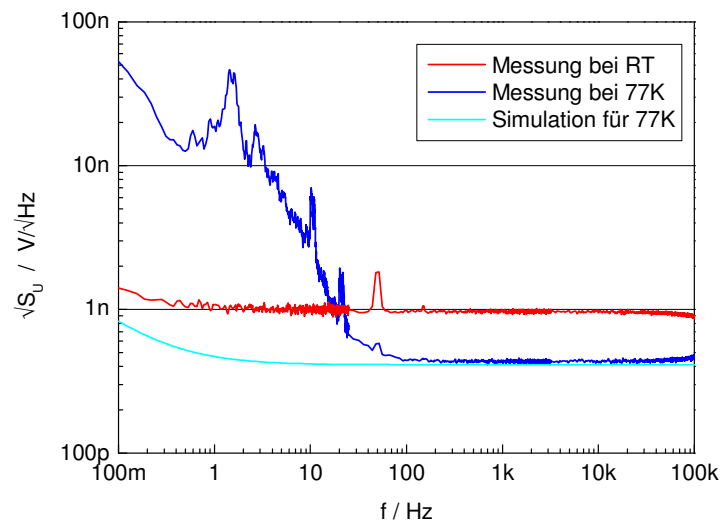


Abbildung 25: Spannungsrauschen des Differenzverstärkers mit MAT02 bei Raumtemperatur und im flüssigen Stickstoff

Material	Wärmeleitfähigkeit bei 77 K W/(m·K)
Kupfer	400
Silizium	148
Lötzinn	50
Glas	11
Wasser (20°C)	0,6
Pressmasse integrierter Schaltkreise (20°C)	0,63
Teflon	0,0026
Nylon	0,0017
Stickstoff (flüssig)	0,140
(gasförmig)	0,0075
(gasförmig 20°C)	0,024
Polymere (20°C)	0,0001...0,00045

Tabelle 5: Wärmeleitfähigkeit verschiedener Materialien [Hae81, Nöb98]

Verhindert man, dass Stickstoffblasen an die Baugruppe gelangen, sollte dieser Effekt nicht mehr zu beobachten sein. Mit einem Metallzylinder konnte die Schaltung vor dem direkten Kontakt mit dem flüssigen Stickstoff geschützt werden. Zur thermischen Kopplung von Gehäuse und Schaltung wurde nach einigen Versuchen Sand verwendet. Übliche Flüssigkeiten frieren bereits oberhalb von 77 K ein und es besteht die Gefahr der mechanischen Beschädigung der Baugruppe. Sand lässt sich nach dem Test relativ rückstandsfrei entfernen und besitzt eine akzeptable Wärmeleitfähigkeit bei 77 K.

Wie in Abbildung 26 gut zu erkennen ist, bewirkt die beschriebene Kapselung der Schaltung eine drastische Reduzierung des Rauschens gegenüber der direkt im Stick-

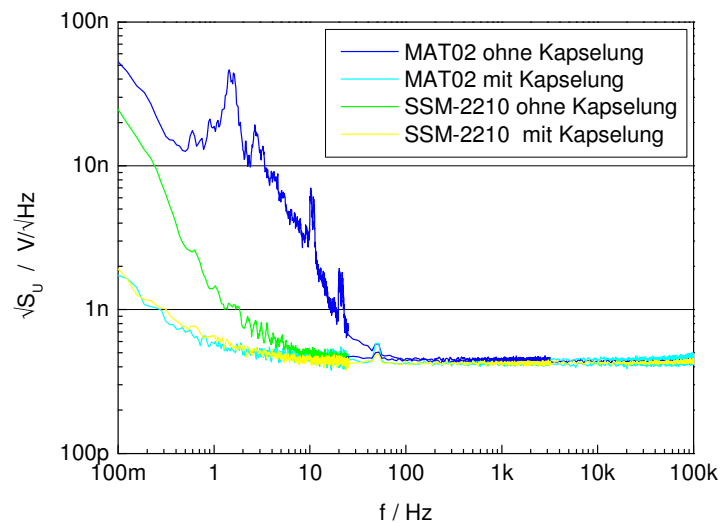


Abbildung 26: Einfluss der Kapselung der Baugruppe auf das Spannungsrauschen des Vorverstärkers im flüssigen Stickstoff

stoffbad befindlichen Schaltung. Bei 10 Hz vermindert sich das Spannungsrauschen beim MAT 02 etwa um den Faktor 7, unterhalb von 1 Hz um das 25-fache. Offensichtlich haben die durch die Stickstoffblasen bedingten Temperaturdifferenzen an den Anschlüssen der Transistoren Thermospannungen zur Folge. Diese Spannungen werden als Gegentaktsignal verstärkt und sind am Ausgang des Vorverstärkers als niederfrequentes Rauschen messbar. Zur Verifikation wurden Messungen an verschiedenen Anschlussmaterialien der Bauelemente durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 6 zusammengefasst, zum Vergleich ist die Offsetspannungsdrift des MAT 02 angegeben.

Material	U_{Th} bei $\Delta T \approx 200$ K) mV	T_k $\mu V/K$
MAT 02 - Anschlussdraht	5,4	27
Metallschichtwiderstand 1Ω	2,4	12
SSM 2210 - Anschlussdraht	0,84	4,2
Widerstands - Anschlussdraht	0,032	0,16
Offsetspannungsdrift MAT 02 (Datenblattangabe)		0,08

Tabelle 6: Thermospannungen und Temperaturkoeffizient verschiedener Materialien im Vergleich zur Offsetspannungsdrift eines MAT 02

Bedingt durch das verwendete Anschlussmaterial ist die hohe Präzision des Transistors unter diesen Bedingungen nicht nutzbar, so dass dem SSM-2210 der Vorzug zu geben ist, da dann die zu erwartenden Thermospannungen etwa um den Faktor 6 niedriger liegen. Die in Abbildung 26 dargestellten Spektren zeigen, dass das sich niederfrequente Rauschen beider Transistoren beim Betrieb ohne Kapselung in guter Näherung um diesen Faktor unterscheidet.

Die Messungen an einer Raumtemperatur-SQUID-Elektronik mit diskreter Vorstufe zeigen übereinstimmend, dass sich in Abhängigkeit vom verwendeten Transistortyp der thermisch bedingte Rauschanteil im niederfrequenten Bereich etwa um diesen Faktor ändert. Andererseits können auch passive Bauelemente Ursache von Thermospannungen sein. Insbesondere niederohmige Widerstände, die am Eingang der Schaltung verwendet werden, sollten sorgfältig getestet werden, da hier in Abhängigkeit vom Hersteller und vom Widerstandswert unterschiedliche Materialien zum Einsatz kommen (siehe Abschnitt 4.2.1).

Diese Ergebnisse verdeutlichen, dass bei der Suche nach den Ursachen niederfrequenten Rauschens die thermischen Eigenschaften der Baugruppe und der verwendeten Materialien eine entscheidende Rolle spielen. Zusätzlich ergibt sich die Notwendigkeit, den Vorverstärker durch eine geeignete Kapselung thermisch vom umgebenden Stickstoffbad zu entkoppeln.

An Gehäusen von HTS-SQUIDs, die im Stickstoffbad dem Blasensieden ausgesetzt sind, treten ebenfalls Thermospannungen auf, die zum niederfrequenten Rauschen beitragen [Lud99]. Durch sorgfältiges Design und Materialauswahl können auch hier Verbesserungen erreicht werden.

3.3 Integrierte SQUID-Elektronik

Wie die Messungen an handelsüblichen Halbleitern zeigten, führt eine Arbeitstemperatur von 77 K zu gewissen Einschränkungen, da derartige Bauelemente nicht für diesen Temperaturbereich entwickelt wurden. Bestimmte Nachteile, wie die drastische Verrin-

gerung der Stromverstärkung bei Bipolartransistoren ließen sich beim Design eines kundenspezifischen Schaltkreises beispielsweise mit speziellen Dotierungen, umgehen. Bei den in Frage kommenden Stückzahlen für eine SQUID-Elektronik kommen aus wirtschaftlichen Überlegungen jedoch nur Standardprozesse zur Fertigung in Betracht. Für das Projekt stand die 1,2 μm -BiCMOS-Technologie BN 12 der Thesys Gesellschaft für Mikroelektronik mbH zur Verfügung, mit der npn-Bipolartransistoren und CMOS-Transistoren sowie passive Bauelemente realisiert werden konnten. Die Beteiligung an einem Multiprojekt-Wafer gestattete relativ niedrige Herstellungskosten.

Zunächst war zu klären, ob mit diesem Prozess überhaupt geeignete Bauelemente für den Einsatz bei 77 K gefertigt werden konnten. Die Messergebnisse der Teststrukturen waren Voraussetzungen für die Konzeption der nachfolgenden Chips. Da beim Projektpartner FSU eine Modulationselektronik auf der Basis des ASIC entwickelt werden sollte, wurden auch dafür Baugruppen integriert. Auf deren Test wird nur näher eingegangen, wenn sie auch für die hier beschriebene Elektronik verwendet wurden. In der Projektlaufzeit entstanden während dieses iterativen Vorgehens verschiedene integrierte Schaltungen in der Reihenfolge: MPW1, TS-ILA 01...TS-ILA 03, AILA-04 und DILA-04. Bedingt durch die Herstellungstechnologie wurde in allen Messungen eine Betriebsspannung von 5 V, für analoge Baugruppen auch $\pm 2,5$ V verwendet.

Der kurzen Darstellung grundlegender Test der Eignung des gewählten Herstellungsprozesses folgt die Beschreibung der notwendigen Baugruppen für eine gekühlte integrierte SQUID-Ausleseschaltung.

3.3.1 Parameterextraktion mit der Teststruktur MPW1

Für den Entwurf und die Simulation des ASIC werden Modelle benötigt, welche das Verhalten der Bauelemente bei 77 K beschreiben. Da die vom Halbleiterhersteller zur Verfügung gestellten Simulationsmodelle bei dieser Temperatur nicht mehr gültig waren, wurden in einem ersten Schritt verschiedene Transistortestfelder realisiert, die der Extraktion der Parameter für eine HSpice-Modellbildung dienten. Die DC-Messungen erfolgten am CiS (Centrum für intelligente Sensorik Erfurt), die Bestimmung der AC-Parameter war mit den vorhandenen Messmitteln nicht möglich. Für das AC-Verhalten wurden die Modellparameter bei Raumtemperatur auf 77 K skaliert, um eine näherungsweise Beschreibung der Bauelemente zu erhalten.

Da diese Arbeiten im Wesentlichen von den Projektpartnern vorgenommen wurden, sollen hier nur die Ergebnisse aufgeführt werden.

- Die Stromverstärkung der verwendeten Bipolartransistoren sinkt von 80 bei Raumtemperatur auf 20 ± 4 bei 77 K.
- Für die Transistorgrundzelle qn18 wurde bei 77 K ein minimales Rauschen von $4,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei einem Kollektorstrom von $I_C = 30 \text{ }\mu\text{A}$ ermittelt.

- p-Kanal-Transistoren zeigen ein um den Faktor 3 niedrigeres Spannungsrauschen als die n-Kanal-MOSFETs.

Als Schlussfolgerung ergab sich, dass die mit einem Standardverfahren herstellbaren Bauelemente bei 77 K einsetzbar und prinzipiell zum Aufbau einer SQUID-Elektronik geeignet sind. Um das geforderte niedrige Spannungsrauschen zu erreichen, sollten viele Transistorgrundzellen in einem sogenannten Makrotransistor parallelgeschaltet werden.

3.3.2 Einfache integrierte Strukturen für den Einsatz bei 77 K

Auf der Grundlage der extrahierten Modelle wurden im Schaltkreis TS-ILA 01 (Chipfläche: etwa 16 mm²) verschiedene Strukturen unterschiedlicher Komplexität integriert:

- passive Bauelemente: Kondensatoren, Widerstände
- Transistorarrays
- Stromspiegel mit NMOS-, PMOS- und npn-Transistoren
- einfache Operationsverstärker
- 4-Quadranten-Multiplizierer
- Logik-Gatter
- RC-Oszillator



Abbildung 27:
TS-ILA 01

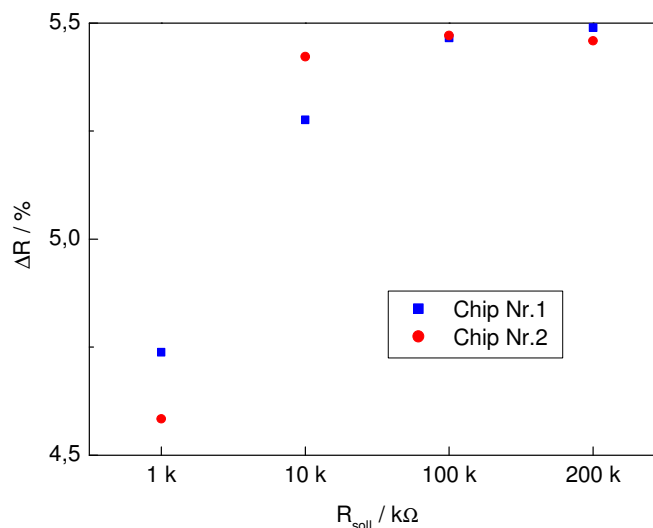


Abbildung 28: Widerstandsänderung integrierter Widerstände bei 77 K gegenüber Raumtemperatur

Die auf dem Chip befindlichen Widerstände wurden mit einem Multimeter (Metrix MX 56) gemessen. Wie Abbildung 28 mit $\Delta R = 100\% (R_{77K} - R_{300K})/R_{300K}$ zeigt, steigt der Widerstandswert bei 77 K um maximal 5,5 % gegenüber Raumtemperatur an. Die Werte 100 k Ω und 200 k Ω wurden als Reihenschaltung von 10 k Ω -Widerständen realisiert, die Widerstandsänderungen liegen im Diagramm dicht beieinander. Der 1 k Ω -Widerstand besitzt andere geometrische Abmessungen und zeigt ein geringfügig abweichendes Verhalten. Beim Schaltungsdesign können diese Widerstandsänderungen vernachlässigt werden, da bei der Halbleiterherstellung ohnehin größere Abweichungen der Absolutwerte in Kauf genommen werden müssen.

Die Messung der integrierten Kondensatoren erfolgte mit einer LCR-Messbrücke HP 4263 A im Vier-Leiter-Verfahren. Die Messbrücke gestattet das Anlegen einer Gleichspannung (U_{Bias}) während der Messung. Die Messfrequenz betrug 10 kHz (optimale Auflösung des Gerätes). Die Messanordnung wurde durch Tausch der integrierten Kapazität gegen einen COG-Kondensator verifiziert. Der große Einfluss parasitärer Effekte gegenüber den kleinen Kapazitätswerten führte dazu, dass CAP 1 (5 pF) und CAP 2 (10 pF) nicht zuverlässig zu bestimmen waren. CAP 3 (20 pF) hatte einen Kurzschluss. CAP 4 (40 pF) zeigte eine Spannungsabhängigkeit des Kapazitätswertes. In den gemessenen Betriebsfällen wies der integrierte Kondensator ein verlustarmes Verhalten auf. Die folgende Tabelle fasst die Ergebnisse zusammen; die COG-Kapazitäten dienen der Verifikation der Messanordnung.

U_{Bias}	$C_{CAP\ 4} / pF$		ΔC
V	RT	77 K	%
0	21,6	20,3	-6,0
1,5	41,4	42,4	2,4
	C_{COG} / pF		
0	31,4	31,5	0,32
1,5	31,4	31,5	0,32

Tabelle 7: Integrierte und diskrete Kondensatoren bei Raumtemperatur und bei 77 K

Die in MOS-Technologie realisierten Stromspiegel wiesen exakt die spezifizierten Spiegelverhältnisse (1:1 und 1:2) auf; eine Temperaturabhängigkeit konnte nicht nachgewiesen werden. Die Stromspiegel auf Basis der Bipolartechnologie zeigten das in Abbildung 29 dargestellte Verhalten. Die Temperaturabhängigkeit ist erwartungsgemäß größer als bei den MOS-Stromspiegeln, kann aber toleriert werden. Allerdings mussten beide Zweige mit gleicher Impedanz abgeschlossen werden, der Innenwiderstand ist aufgrund der niedrigen Stromverstärkung der verwendeten Transistoren bei 77 K nicht sehr hoch.

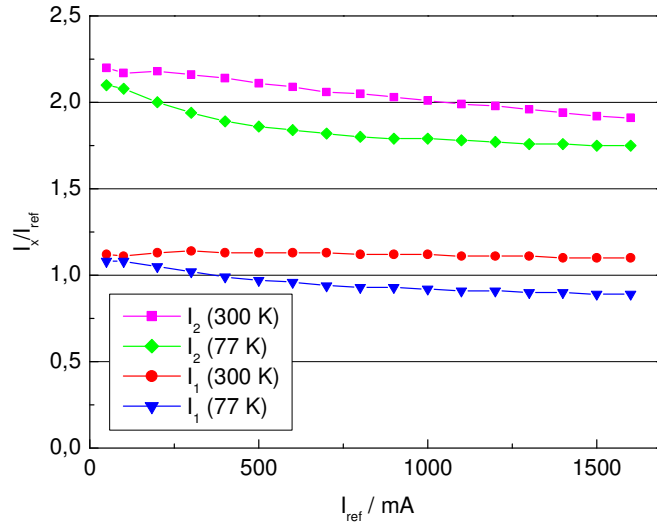


Abbildung 29: Übertragungsverhalten bipolarer integrierter Stromspiegel bei Raumtemperatur und bei 77 K

Die Ergebnisse der Untersuchungen am TS-ILA 01 zeigten, dass es möglich ist, alle zum Aufbau einer SQUID-Elektronik für den Betrieb bei 77 K erforderlichen Bauelemente zu integrieren. Der Testschaltkreis bildete die Basis für die Optimierung der Baugruppen und deren Verschaltung zu komplexeren Strukturen in den folgenden Chips.

3.3.3 Vorverstärker

Die am IPHT erfolgte Untersuchung der ersten Transistorarrays zeigte, dass das Spannungsrauschen bei n parallelgeschalteten Transistoren erwartungsgemäß mit $1/\sqrt{n}$ skaliert. Das weiße Rauschen des Einzeltransistors reduzierte sich von $4,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ auf $0,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei der Parallelschaltung von 32 Stück. Das niederfrequente Rauschen war nicht mit vertretbarem Aufwand messbar. Abhilfe brachte die Integration von Transistorpärchen, mit denen Differenzverstärker aufgebaut werden konnten. Dadurch werden eine aufwendige Stabilisierung von Betriebsspannung und -temperatur während der Messung des niederfrequenten Spannungsrauschens verzichtbar.

Zur weiteren Senkung des Spannungsrauschens wurde außerdem die Anzahl der Transistoren immer weiter erhöht. Für den Differenzverstärker aus 2×256 Transistoren konnte ein minimales Rauschen von $0,37 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($0,26 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ je Makrotransistor) bei einem optimalen Kollektorstrom von $I_C = 1 \text{ mA}$ ermittelt werden. Die $1/f$ -Eckfrequenz lag bei 8 Hz. Für den rauscharmen Vorverstärker wurde die Anzahl der Bipolartransistoren auf 2×1280 Transistorgrundzellen erhöht. Durch geeignete Strukturierung auf dem Chip war im Bedarfsfall (z. B. zu geringe Bandbreite) das Abtrennen der zusätzlichen Transistorblöcke aus jeweils 32 Transistoren mit dem Laser möglich.

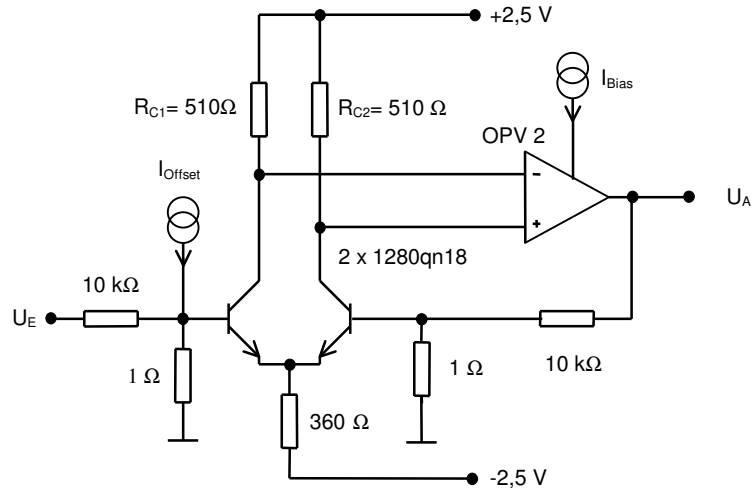


Abbildung 30: Mit dem ASIC TS-ILA 03 realisierter rauscharmer Vorverstärker

Mit der in Abbildung 30 gezeigten Testschaltung konnte das in Abbildung 31 dargestellte Rauschspektrum ermittelt werden. Das niederfrequente Rauschen ist vergleichsweise hoch, da die Messung ohne Kapselung des Aufbaus erfolgte. Die Erhöhung der Transistorenzahl im Vorverstärker brachte nicht die erwartete Verringerung des Spannungsrauschens auf $170 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ für den Differenzverstärker, sondern ein weißes Rauschen von etwa $230 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ wenn man das Nyquistauschen der $1 \text{ } \Omega$ -Widerstände berücksichtigt.

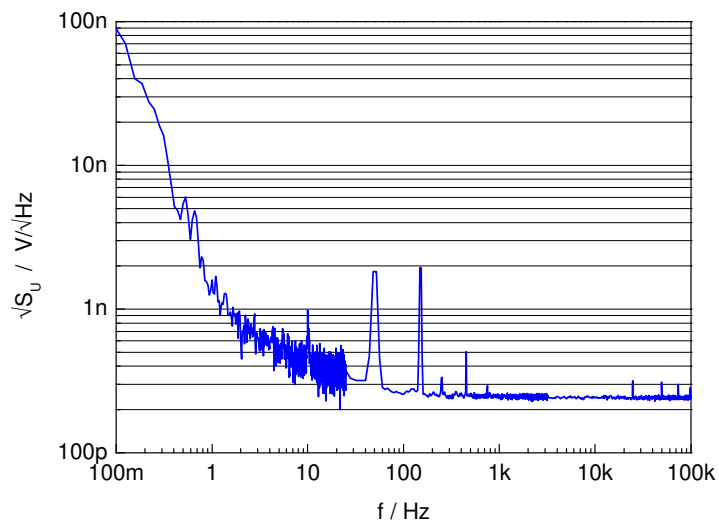


Abbildung 31: Spannungsrauschen des TS-ILA 03 bei 77 K

Um die Ursache zu finden, wurde u.a. die Temperaturerhöhung des Chips während des Betriebes im flüssigen Stickstoff ermittelt. Die bei der Maximalleistung (500 mW) gefundene Temperaturdifferenz von etwa 3 K kann als Ursache ausgeschlossen werden. Da die Widerstände der Leiterbahnen zu den Basis- bzw. Emitteranschlüssen nicht direkt vermessen werden konnten, erfolgten die Messungen exemplarisch an zugänglichen Testpunkten des inneren und äußeren Padrings (siehe Tabelle 8). Sie zeigten, dass der Widerstand der auf dem Chip realisierten Leiterbahnen mit 0,5...1 Ω teilweise so hoch ist, dass er an schaltungstechnisch sensiblen Punkten berücksichtigt werden muss. Insbesondere beim Differenzverstärker müssen die Leiterbahnen niederohmig gehalten werden, auch wenn dort keine großen Ströme fließen. Bei rauscharmen diskreten Bauelementen (MAT 02) wird dies unter anderem durch drei parallelgeschaltete Bonddrähte für den Emitteranschluss erreicht.

Anschlüsse	Widerstand / Ω	
	RT	77 K
X61_INT-OUT Pin 10 (äußerer Padring) - Pin 23 (innerer Padring)	13	1
AGND innerer Padring - äußerer Padring	10,4	0,5
GND innerer Padring - äußerer Padring	1,9	0

Tabelle 8: Leiterbahnwiderstände auf dem TS-ILA 03

Als Schlussfolgerung für den Nachfolgerchip ergab sich die Notwendigkeit, durch ein geeignetes Layout die kritischen Leiterbahnwiderstände zu minimieren. Eine weitere Erhöhung der Transistoranzahl erschien nicht sinnvoll, da der Aufwand (größere Chipfläche und damit höhere Kosten) in keinem sinnvollen Verhältnis zum Nutzen (niedrigeres Spannungsrauschen) steht. Für den Aufbau einer SQUID-Elektronik genügen die erreichten Rauschwerte den anfangs skizzierten Anforderungen.

3.3.4 Operationsverstärker

Die integrierten Operationsverstärker des ersten Chips stellten relativ einfache Strukturen dar. Die Realisierung der Eingangs- und Ausgangsstufen der Verstärker mit verschiedenen Bauelementen (CMOS, Bipolar) sollte Klarheit über die optimale Kombination schaffen. Tabelle 9 zeigt die im Pflichtenheft dokumentierten Varianten der Operationsverstärker mit den durch Simulation gewonnenen Kennwerten.

Typ	V_0 dB	f_T MHz	I_B μ A	Art	Eingangs- stufe	Ausgangsstufe
OPV A1	59	23	190	einstufig	1 x BPT	Emitterfolger
OPV A2	61	22	190	einstufig	4 x BPT	Emitterfolger
OPV A3	53	12	200	einstufig	1 x BPT Darlington	Emitterfolger
OPV A4	100	10	205	zweistufig	1x BPT	PMOS
OPV ANM1	84	12	230	zweistufig	NMOS	PMOS
OPV ANM2	88	10	230	zweistufig externe FK	NMOS	PMOS
OPV APM1	82	9	260	zweistufig	PMOS	NMOS
OPV APM2	82	9	260	zweistufig externe FK	PMOS	NMOS,
OPV FKA1	65	18	240	einstufig	BPT, Kas- kode	Emitterfolger

Tabelle 9: Kennwerte der integrierten Operationsverstärker auf TS-ILA 01
(V_0 – Leerlaufverstärkung, f_T - Transitfrequenz, I_B – Betriebsstrom,
BPT = Bipolartransistor, FK = Frequenzkompensation)

Die vom Autor erfolgten und von den Projektpartnern verifizierten Messungen ergaben ein zu hohes weißes Rauschen der Operationsverstärker. Die 1/f-Ecke lag bei etwa 1 kHz. Der Aussteuerbereich erwies sich mit einigen hundert Millivolt als zu klein, bereits bei kleinen Eingangssignalen (im Bereich einiger mV) trat daher ein großer Klirrfaktor auf, wobei die Ausgangsstufe einen wesentlichen Anteil daran hatte. Die hohe Ausgangsimpedanz (z.B. OPV A1: $Z_A = 21 \text{ k}\Omega$) macht eine niederohmige Beschaltung der Gegenkopplung schwierig. Die Leerlaufverstärkung und die 3dB-Grenzfrequenz entsprachen der Spezifikation und bestätigen prinzipiell die Gültigkeit der Simulationsdaten.

Typ	V_0 dB	f_T MHz	I_{Bmax} mA	U_A V	Eingangs- stufe	Ausgangs- stufe
OPV 1	111	64	1,8	0...5	8 x BPT	R-R-MOS
OPV 2	112	74	2,9	0...5	16 x BPT	R-R-MOS
OPV 3	58	26	4,4	1,27...3,9	8 x BPT	AB-BPT
OPV 4	82	26	4,7	1,35...3,9	8 x BPT	AB-BPT
OPV 5	84	23	2,0	1,1...3,85	8 x BPT	AB-BPT
OPV 6	76	23	2,5	1,1...3,85	PMOS	AB-BPT

Tabelle 10: Kennwerte der integrierten Operationsverstärker auf TS-ILA 02
(RR-MOS = Rail-to-Rail-Ausgangsstufe, AB = Ausgangsstufe im
AB-Betrieb in Bipolartechnik)

Im folgenden Chip konnten die Kennwerte (Leerlaufverstärkung, Aussteuerbereich) der Operationsverstärker in vielen Punkten verbessert werden. Den Erwartungen entsprechend wies OPV 2 mit den meisten parallelgeschalteten Eingangstransistoren das niedrigste weiße Rauschen auf (etwa $2\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$). Die PMOS-Eingangsstufe ist wegen des bereits bei relativ hohen Frequenzen ($>10\text{ kHz}$) einsetzenden $1/f$ -Rauschens nicht geeignet. Die Ausgangsimpedanz der Operationsverstärker mit bipolarer AB-Endstufe weist niedrige Werte auf. Für OPV 5 wurden $Z_A = 466\ \Omega$ gemessen. Der Aussteuerbereich dieser OPVs ist angesichts der Betriebsspannung von 5 V aber so klein, dass ein sinnvolles Arbeiten nicht möglich war. Die gemessenen Werte lagen zudem unterhalb der Spezifikation. Offensichtlich gestaltet sich die Einstellung zuverlässiger Arbeitspunkte bei der Integration von Schaltungen mit Bipolartransistoren etwas schwieriger. Ein weiterer Nachteil dürfte die Basis-Emitterspannung sein, welche bei 77 K über 1 V liegt (siehe Abbildung 22). Die Operationsverstärker mit Rail-to-Rail MOS-Ausgang

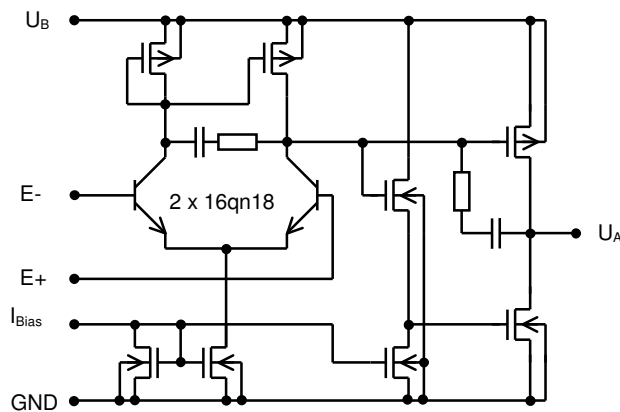


Abbildung 32: Schaltbild des integrierten Operationsverstärkers vom Typ OPV 2

weisen demgegenüber einen größeren Aussteuerbereich, aber auch eine wesentlich höhere Ausgangsimpedanz (OPV 2: $Z_A = 14,5\text{ k}\Omega$) auf. Insgesamt zeigte sich eine relativ gute Übereinstimmung der Messwerte mit dem Pflichtenheft. Es wurde beschlossen, OPV 2 als Standardtyp zu verwenden. Abbildung 32 zeigt die für den Operationsverstärker verwendete Schaltung.

3.3.5 Prototyp einer Ausleseschaltung

Zum Ende der Projektlaufzeit sollte der Prototyp einer SQUID-Ausleseelektronik aufgebaut werden. Dazu war es erstrebenswert, möglichst alle benötigten Schaltungsteile zu integrieren. Bisher wurden die erforderlichen Baugruppen für alle Projektpartner auf einem Chip untergebracht: analoge Baugruppen (Transistoren, Operationsverstärker) zur Realisierung einer FLL sowie digitale Komponenten (Oszillator, Schalter, Logikgatter) für die Elektronik mit Modulation und für die Biasumkehrschaltung. Die räumliche Nähe der Baugruppen und insbesondere die galvanische Kopplung über das Substrat des

Chips stellten potenzielle Ursachen von Störungen des Analogteils durch die digitalen Signale dar. Die aus dem Test von TS-ILA 03 gewonnenen Erkenntnisse führten dazu, den Prototyp einer SQUID-Ausleseschaltung mit zwei separaten Chips (AILA 04 und DILA 04) für die analogen bzw. digitalen Baugruppen zu realisieren. Damit war es möglich, die obengenannten Nachteile zu vermeiden. Außerdem können die Chips mit mehr Anschlüssen ausgeführt werden.

3.3.5.1 Analogteil

Der Schaltkreis AILA-04 enthält ausschließlich analoge Komponenten, im Einzelnen:

- $2 \times 1280\text{qn}18$ Transistoren
- $2 \times 64\text{qn}18$ Transistoren
- 4 Operationsverstärker
- 1 CMOS-Analogschalter
- verschiedene Widerstände

Die Chipfläche beträgt $9,96\text{ mm}^2$. Zur Realisierung niederohmiger Verbindungen wurden 4 Masseanschlüsse und jeweils 2 Kollektor-, Basis- und Emitterpads für die Transistoren vorgesehen. Auf der Grundlage des AILA-04 wurde entsprechend dem PTB-Konzept eine komplette gekühlte direktgekoppelte Ausleseelektronik aufgebaut. Durch die Integration aller wesentlichen Baugruppen mussten zur Realisierung einer kompletten SQUID-Ausleseelektronik lediglich einige Widerstände und die Abblockkondensatoren ergänzt werden.

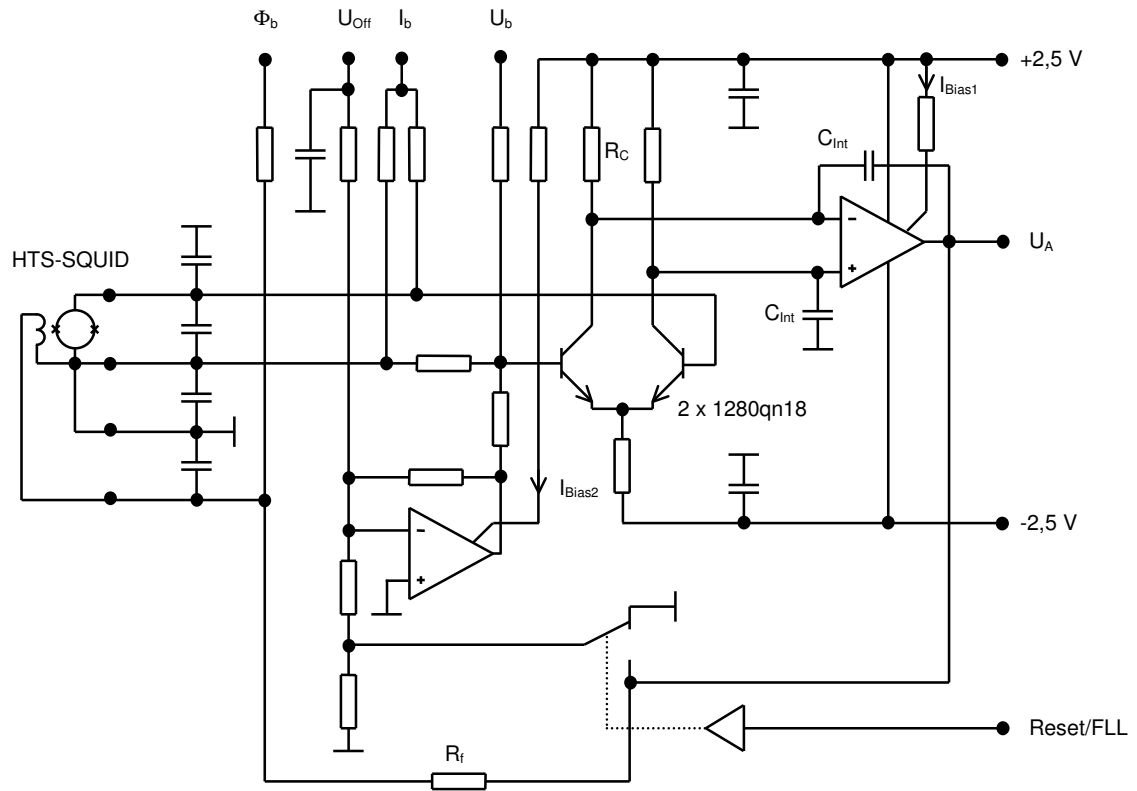


Abbildung 33: SQUID-Ausleseschaltung mit AILA-04 für den Betrieb bei 77 K

Diese in Abbildung 33 dargestellte Schaltung wurde mit einem HTS-SQUID der dänischen Firma NKT getestet. Die SQUID-Parameter wurden vorher mit einer konventionellen HTS-Ausleseelektronik der PTB vermessen, wobei folgende Werte bestimmt wurden:

- Spannungshub: $5,75 \mu\text{V}$
- Intrinsische Flussrauschdichte bei $f = 10 \text{ kHz}$: $89 \mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$
- Empfindlichkeit der Rückkoppelspule: $1,46 \mu\text{A}/\Phi_0$

Alle hier aufgeführten Messungen wurden ohne Bias-Reversal durchgeführt. Mit diesem SQUID konnten in Verbindung mit der gekühlten Ausleseelektronik folgende Ergebnisse erzielt werden:

- Spannungshub: $6,2 \mu\text{V}$
- Intrinsische Flussrauschdichte bei $f = 10 \text{ kHz}$: $92 \mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$
- Intrinsische Flussrauschdichte bei $f = 1 \text{ kHz}$: $95 \mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$
- Empfindlichkeit der Rückkoppelspule: $1,47 \mu\text{A}/\Phi_0$
- 3-dB Bandbreite im FLL Mode: 290 kHz

Abbildung 35 zeigt das Spektrum der gemessenen Flussrauschdichte der Anordnung mit dem HTS-SQUID. Der Rauschbeitrag des gekühlten Verstärkers wurde zu $1,3 \cdot 10^{-5} \Phi_0 / \sqrt{\text{Hz}}$ bei 1 kHz berechnet. Der Abstand zwischen SQUID und Verstärker

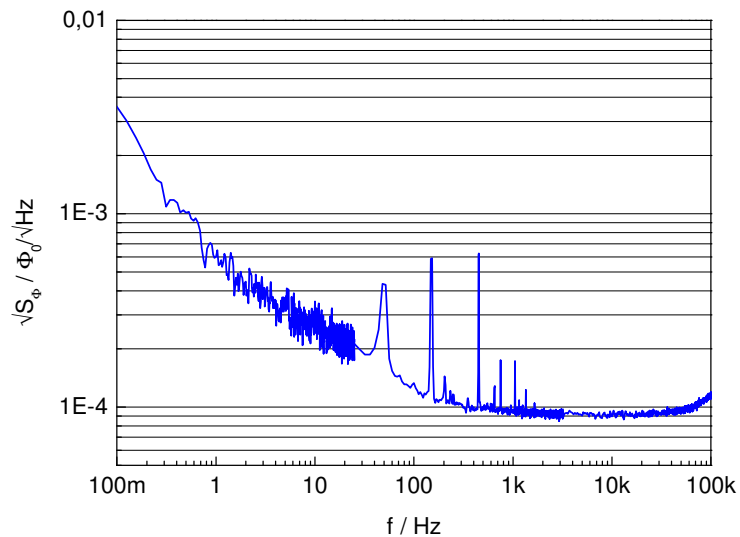


Abbildung 35: Flussrauschen eines HTS-SQUIDs, betrieben mit der Ausleseelektronik AILA 04

betrug 16 cm. Aufgrund der Parameter des verwendeten SQUIDs, war das Systemrauschen vollständig vom SQUID dominiert und konnte daher mit der gekühlten Elektronik nicht weiter reduziert werden.

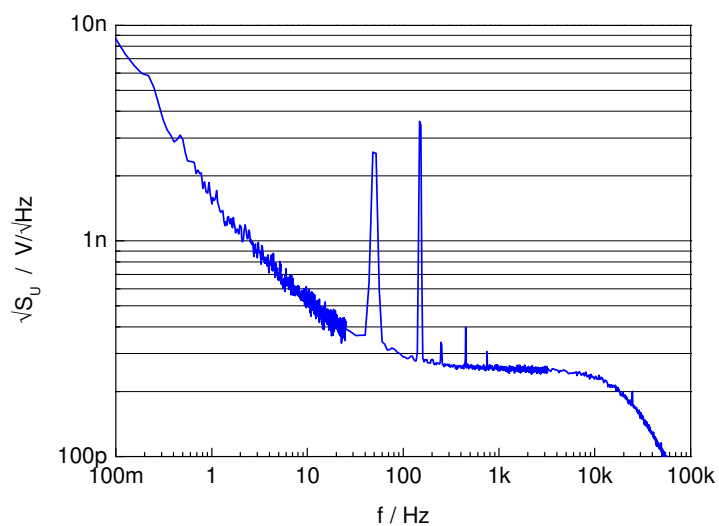
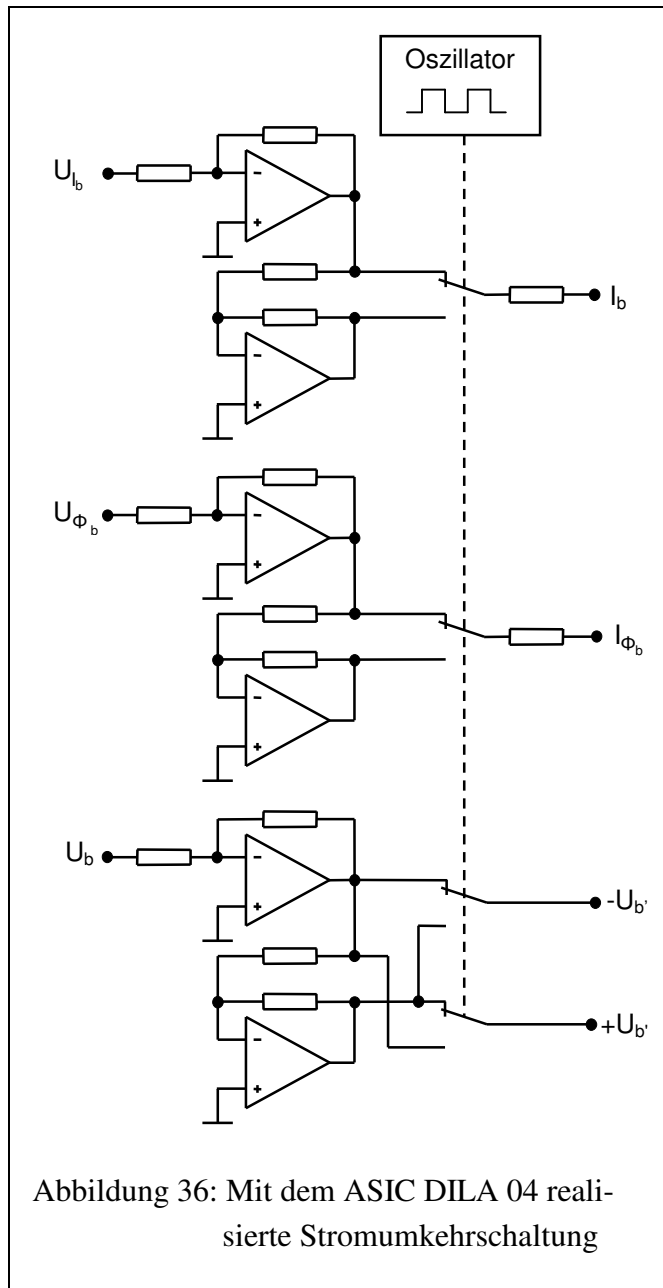


Abbildung 34: Spannungsrauschen der Ausleseelektronik mit AILA 04

Die intrinsischen Rauschdaten des gekühlten Verstärkers wurden daher separat bestimmt, das entsprechende Spektrum zeigt Abbildung 34. Das weiße Rauschen betrug $250 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

3.3.5.2 Digitalteil

Der DILA 04 beinhaltet auf einer Chipfläche von $13,5 \text{ mm}^2$ sowohl die notwendigen Baugruppen zum Aufbau einer SQUID-Elektronik mit Flussmodulation als auch die zur Realisierung einer Biasumkehrschaltung erforderlichen Komponenten. Da die verwendeten CMOS-Strukturen von der niedrigen Temperatur eher profitieren, ergaben sich keine signifikanten Probleme. Die Geschwindigkeit der Logikgatter erhöhte sich um den Faktor 2 gegenüber Raumtemperatur. Die geforderte Präzision der Biasumkehrschaltung wird bei der Raumtemperaturelektronik durch eine Dioden-Klemmschaltung erreicht. Da die hohe Flussspannung bei 77 K angesichts der geringen Betriebsspannung den Einsatz von Dioden verbietet, sollte die Realisierung mit Analogschaltern erfolgen. Die integrierten CMOS-Analogschalter wiesen bei 77 K einen Durchlasswiderstand von etwa 11Ω und einen Sperrwiderstand von über $40 \text{ M}\Omega$ auf. Auch die dynamischen Eigenschaften erwiesen sich als ausreichend. Von den auf dem Chip integrierten Komponenten wurden der Oszillator, vier CMOS-Umschalter und sechs Operationsverstärker zum Aufbau einer Biasumkehrschaltung nach Abbildung 36 vorgesehen. An den zur Verfügung stehenden Mustern



funktionierte jeweils ein CMOS-Umschalter nicht, so dass die Schaltung nicht vollständig realisiert werden konnte. Auf die Probleme mit dem verwendeten Gehäuse wird in Abschnitt 3.3.6 noch eingegangen. Um Aussagen über die Qualität der Signale machen

zu können, wurde der Aufbau zunächst bei Raumtemperatur betrieben, da die Eigenschaften der zu charakterisierenden CMOS-Baugruppen eine vergleichsweise geringe Temperaturabhängigkeit besitzen. Dennoch mussten einige Parameter (Biasströme der OPVs, Kollektorstrom des Vorverstärkers) angepasst werden. Die Messungen erfolgten in der Zusammenschaltung von Bias-Reversal Komponenten (DILA-04) und FLL (AILA-04) mit einem passiven SQUID-Ersatz R_{SQUID} . Die Signale der Schalter für I_b und U_b sowie das resultierende Ausgangssignal sind in den folgenden Abbildungen im Vergleich zu der konventionellen SQUID-Elektronik der PTB (HS1A1099) dargestellt. Die Einstellungen wurden so gewählt, dass sich etwa die gleiche Bandbreite (ca. 30 kHz) für beide Elektronikvarianten ergibt. Da die Raumtemperaturschaltung ein größeres Verstärkungs-Bandbreite-Produkt besitzt, wurde dazu die Verstärkung auf 10000 gegenüber 1000 bei der integrierten FLL erhöht. Bei allen Messungen betrug die Biasspannung $U_b = \pm 100 \mu\text{V}$. Die hier dargestellte Bias-Reversal Frequenz von 100 kHz stellt bereits erhöhte Anforderungen an die verwendeten Komponenten.

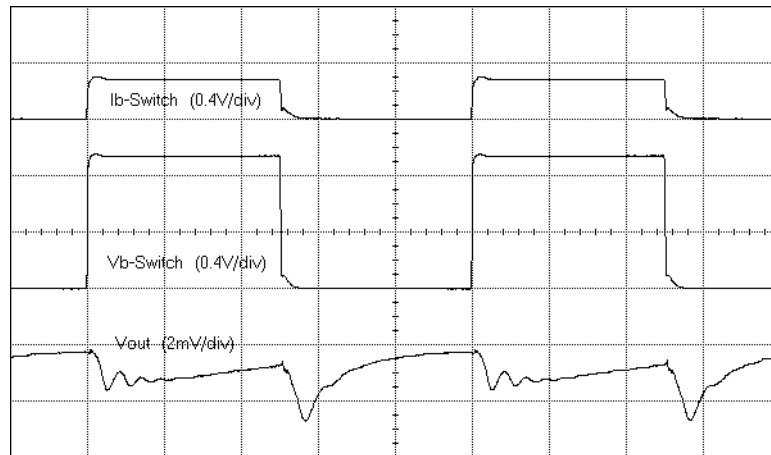


Abbildung 37: 100 kHz-Bias-Reversal-Signale und Ausgangssignal, erzeugt mit der SQUID-Elektronik DILA-04 (RT, $R_{\text{SQUID}} = 10 \Omega$, $V = 1000$, Leitungslänge: 20 cm)

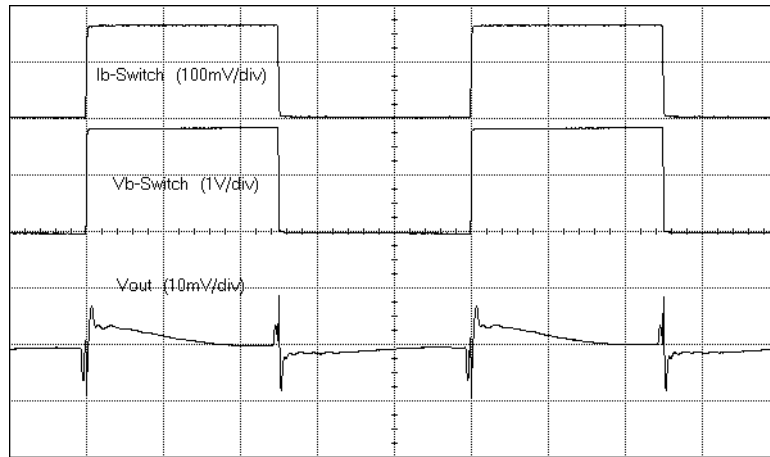


Abbildung 38: 100 kHz-Bias-Reversal-Signale und Ausgangssignal der SQUID-Elektronik HS1A1099
(R_T , $R_{\text{SQUID}} = 10 \, \Omega$, $V = 10000$, Leitungslänge: 150 cm)

Abbildung 37 und Abbildung 38 zeigen die mit einem SQUID-Ersatz von $10 \, \Omega$ erhaltenen Ergebnisse. Das Störsignal der integrierten SQUID-Elektronik beträgt unter Berücksichtigung der Verstärkung etwa $2 \, \mu\text{V}$ gegenüber $1,5 \, \mu\text{V}$ der diskreten FLL. Die während des Umschaltvorgangs entstehenden, relativ schmalen Störimpulse sind weniger kritisch, da sie in einem Frequenzbereich liegen, dem die FLL nicht mehr zu folgen vermag. Problematischer sind die sich daran anschließenden niederfrequenten Einschwingvorgänge. Da die Elektronik diese Signale ansatzweise ausregelt, erscheint ein entsprechendes Störsignal am Ausgang der Schaltung.

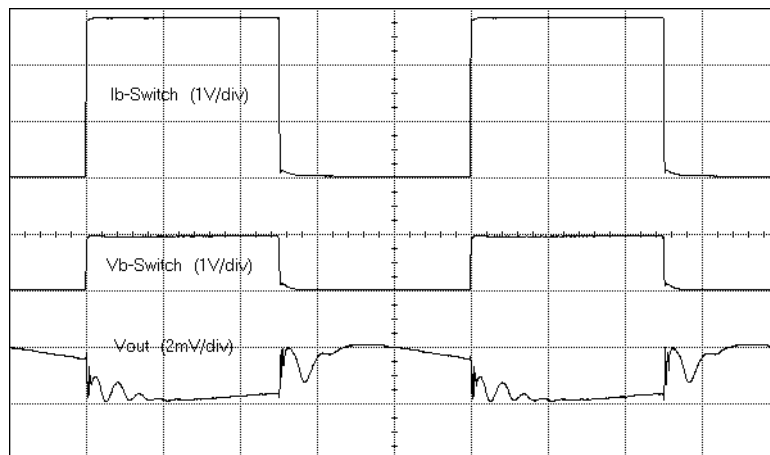


Abbildung 39: 100 kHz-Bias-Reversal-Signale und Ausgangssignal der SQUID-Elektronik DILA-04
(R_T , $R_{\text{SQUID}} = 1 \, \Omega$, $V = 1000$, Leitungslänge: 20 cm)

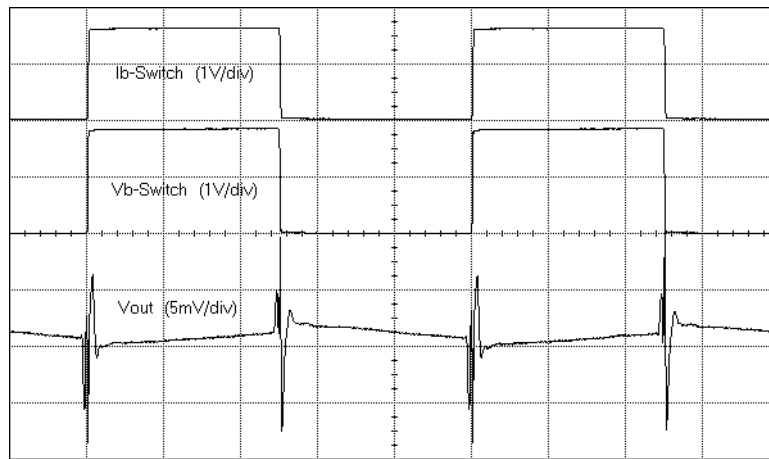


Abbildung 40: 100 kHz-Bias-Reversal-Signale und Ausgangssignal der SQUID-Elektronik HS1A1099
(R_T , $R_{\text{SQUID}} = 1 \, \Omega$, $V = 10000$, Leitungslänge: 150 cm)

In Abbildung 39 und Abbildung 40 wurde ein SQUID-Ersatz mit $1 \, \Omega$ verwendet bei vergleichbarer Qualität der Ausgangssignale. Die bei 77 K (Abbildung 41) erkennbare Verschlechterung hat im Wesentlichen zwei Ursachen. Da die Messung ohne Kapselung erfolgte, bewirkte das Blasensieden des flüssigen Stickstoffs eine Frequenzmodulation der Biasumkehrfrequenz als Folge des Durchgriffs thermischer Schwankungen auf den Oszillator. Entfernte man den Aufbau kurzzeitig aus dem Stickstoffbad, verschwand dieser Effekt. Auf Grund dieser Frequenzschwankungen war es nicht möglich, beim verwendeten Oszilloskop (HP Infinium) das Averaging einzusetzen, wodurch die Darstellung gegenüber den Abbildungen bei Raumtemperatur, welche mit einer Mittelung über 256 Messungen erfolgten, mehr höherfrequente Störungen enthält. Außerdem war der Messaufbau noch für die Raumtemperatur optimiert. Diese Umstände sind bei der Bewertung der Messergebnisse zu berücksichtigen.

Grundsätzlich konnte aber gezeigt werden, dass die Realisierung einer Schaltung zur Biasumkehr mit dem ASIC möglich ist. Durch die Integration der Baugruppen auf einem Chip macht sich hier der geringe Platzbedarf gegenüber einer diskret realisierten Lösung sehr positiv bemerkbar.

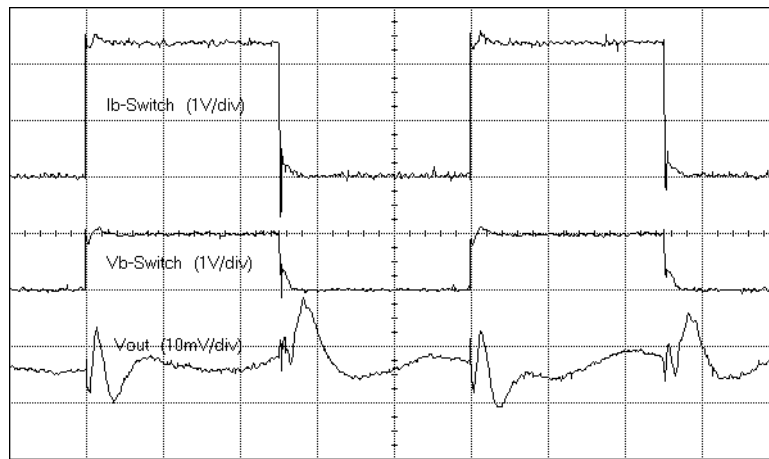


Abbildung 41: 100 kHz-Bias-Reversal mit DILA 04 bei 77 K
($R_{\text{SQUID}} = 1 \, \Omega$, $V = 1000$, Leitungslänge: 20 cm)

3.3.6 Einfluss des Chipgehäuses auf die Kennwerte der SQUID-Elektronik

Die Kapselung der Halbleiterchips ist zum Schutz vor mechanischen Schäden, insbesondere der Bonddrähte und chemischen Einflüssen (Kondenswasserbildung beim Aufwärmen, aggressive Gase) notwendig. Günstig ist hier ein hermetisch dichtes Gehäuse, welches das Eindringen von flüssigem Stickstoff zuverlässig verhindern muss, da sonst beim Wiederwärmen des Aufbaus die Gefahr einer Explosion besteht. Ein Vergießen des Chips ist denkbar, verlangt aber den Abgleich der Ausdehnungskoeffizienten der verwendeten Materialien. Bei den vergleichsweise niedrigen Stückzahlen der verwendeten Chips war eine derartige Gehäuseausführung ökonomisch nicht vertretbar.

Die Teststruktur TS-ILA 01 wurde vom Hersteller im 68-poligen CLDCC-Gehäuse geliefert (siehe Abbildung 27). Dieses besaß die erforderliche Pin-Anzahl, um alle interessierenden Anschlüsse des Chips von außen zugänglich zu machen. Aus Kompatibilitätsgründen wurde dieses Gehäuse beibehalten. Da sich die Anzahl der Pads mit jedem Run erhöhte, musste dem mit mehreren Padrings auf dem Chip Rechnung getragen werden. Dazu wurden vom Hersteller offene Gehäuse geliefert und die den jeweiligen Projektpartner interessierenden Baugruppen individuell beim IPHT gebondet. Dann wurde das Gehäuse reversibel mit Klebeband verschlossen, um die Möglichkeit eines erneuten Bondens einzelner Pads offen zu halten. Das nicht mehr hermetisch versiegelte Gehäuse verursachte bei den Experimenten Probleme. Beim Wiedererwärmen des Aufbaus nach dem Betrieb im flüssigen Stickstoff drang die Luftfeuchtigkeit in das Gehäuse und führte durch Bildung von Eiskristallen zu mechanischen Schäden an den Bonddrähten. Neben der beobachteten Unterbrechung von Bondverbindungen löste sich in einem Fall auch das Chip vom Gehäuseboden.

Um der begrenzten Zahl der Anschlüsse Rechnung zu tragen, wurden einige Baugruppen vollständig intern verdrahtet. Diese Vorgehensweise erwies sich als sehr kritisch, da Fehler einzelner Baugruppen (z.B. Offsetfehler einzelner Operationsverstärker), nicht mehr beseitigt werden konnten und die Gesamtleistung dieses Schaltungsteils beein-

trächtigt wurde. Die Beschränkung auf jeweils einen Versorgungsanschluss für die analogen und digitalen Baugruppen hatte zur Folge, dass Komponenten zur Stromaufnahme der Schaltung beitrugen, die gar nicht verwendet wurden (z.B. die gesamte Logik für die Flussmodulation, obwohl nur der Oszillator für das Bias-Reversal benötigt wurde). Eine Schlussfolgerung für das Design war die Aufteilung der Stromversorgung auf mehrere Anschlüsse, um die Möglichkeit zu haben, selektiv nur die Baugruppen zu aktivieren, die für die jeweilige Elektronik verwendet werden.

Das verwendete Gehäuse ist aufgrund der ungünstigen magnetischen Eigenschaften [Dör98] nicht für die Verwendung in der Nähe hochempfindlicher SQUIDs, insbesondere bei Gradiometeranordnungen geeignet.

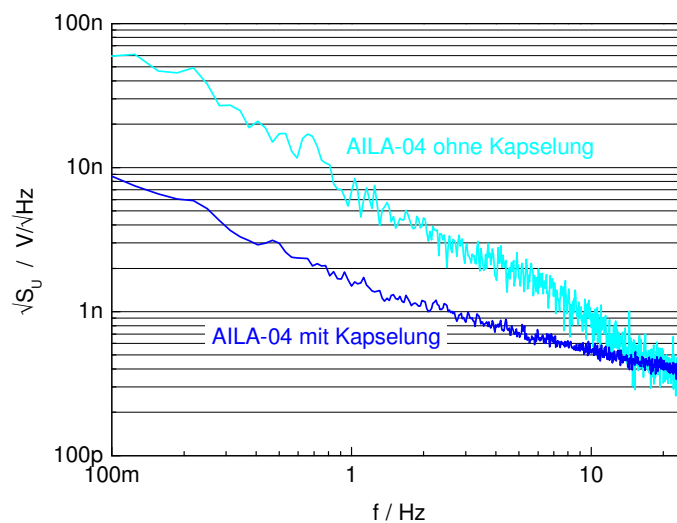


Abbildung 42: Einfluss der Verkapselung der SQUID-Elektronik auf das niederfrequente Spannungsrauschen im flüssigen Stickstoff

Wie im Abschnitt 3.2.2 bereits dargelegt wurde, ist für den Betrieb der gesamten Schaltung ebenfalls eine Kapselung mit einer Füllung (z. B. Sand) notwendig, um das Blasen-sieden des Stickstoffs und damit zusammenhängende Temperaturfluktuationen an den Bauelementen zu vermeiden. Im Experiment wurde die Elektronik daher in einer größeren Kapselung (Kupferzylinder mit 45 mm Durchmesser) mit Sandfüllung betrieben. Die resultierende Verbesserung des Rauschens zeigt Abbildung 42 anhand der mit dem AILA 04 aufgebauten SQUID-Elektronik. Der verwendete Aufbau diente lediglich grundlegenden Untersuchungen. Eine zuverlässigere Lösung zur Kapselung der Schaltung, welche den Anforderungen (Möglichkeit des Zugriffs auf alle Komponenten, gute thermische Ankopplung an das Stickstoffbad, Stabilität, optimale magnetische Eigenschaften) gerecht wird, wurde im Rahmen des Vorhabens vom Projektpartner IPHT entwickelt. Dabei handelt es sich um eine offene Verkapselung, die bei Betrieb mit gasförmigem Stickstoff gefüllt ist und damit das Blasen-sieden an den Bauelementeanschlüs-

sen verhindert. Der Chip wird direkt auf die Leiterplatte geklebt, gebondet und mit einer Kunststoffkappe geschützt.

3.4 Bewertung der Ergebnisse

Die mit dem Prototyp der Ausleselektronik erzielten Ergebnisse belegen, dass die Realisierung eines für die Arbeitstemperatur von 77 K optimierten integrierten Schaltkreises mit Standardherstellungsprozessen möglich ist. Die Elektronik weist ein extrem niedriges Spannungsrauschen von $\sqrt{S_U} < 250 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ auf und entspricht damit kommerziellen Spezialbauteilen wie dem LNA-1815. Im Gegensatz zu den bisher realisierten Ansätzen befindet sich die gesamte Ausleseelektronik im flüssigen Stickstoff in der Nähe des SQUIDs. Ein stabiler Betrieb der Elektronik mit einem HTS-SQUID war möglich. Die resultierenden kurzen Verbindungsleitungen zwischen Sensor und Elektronik sind die Voraussetzung für das Erreichen einer hohen Bandbreite und Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. Besonders für den Einsatz in HTS-SQUID-Systemen in ungeschirmter Umgebung, beispielsweise in geophysikalische Anwendungen, ist das ein klarer Vorteil gegenüber Schaltungen, welche bei Raumtemperatur arbeiten.

Die Entwicklung einer gekühlten SQUID-Ausleseelektronik hat darüber hinaus zu einem erheblich verbesserten Verständnis des Verhaltens gekühlter Bauelemente beigetragen. Insbesondere die Untersuchungen zum Rauschverhalten elektronischer Komponenten, zu Thermospannungsproblemen und zur Kapselung haben gezeigt, dass Probleme im flüssigen Stickstoff auftreten können, die bei Raumtemperatur häufig nur eine untergeordnete Rolle spielen. Die gefundenen Lösungsansätze haben unter anderem zur Verbesserung der HTS-SQUID-Sensoren beigetragen.

Einige im flüssigen Stickstoff deutlich messbare Effekte treten in verminderter Form auch bei Raumtemperatur auf, jedoch besteht die Gefahr, von anderen Rauschmechanismen überlagert und daher falsch interpretiert zu werden. Die Erkenntnisse zum Rauschen als Folge thermischer Fluktuationen waren daher von richtungweisender Bedeutung für die Weiterentwicklung von ungekühlten SQUID-Ausleseschaltungen.

4 Ausleseschaltung für eine hohe Anzahl von SQUIDs

Zur Erweiterung der messtechnischen Anlagen wird an der PTB ein neuer elektrisch und magnetisch geschirmter Raum in Betrieb genommen [Schn00, Bor01]. Sein hoher Schirmfaktor erlaubt die Entwicklung neuer Messverfahren auf dem Gebiet kleinster magnetischer Felder. Dadurch werden Messungen biomagnetischer Felder des Menschen mit viel niedrigerer Nachweisgrenze als bisher möglich. Parallel zum Bau erfolgte die Konzeption eines Messsystems, welches die hervorragenden Eigenschaften der geschirmten Kammer adäquat nutzen kann. Für dieses System, ein LTS-SQUID Multikanal-Vektormagnetometer mit 304 Kanälen, musste eine neuartige Lösung bei der Realisierung der Ausleseschaltung gefunden werden, deren Konzeption durch den Autor in diesem Kapitel dargestellt wird. Da es weltweit nur wenige vergleichbare Anlagen gibt, sollen zuerst die Randbedingungen für die Elektronikentwicklung kurz erläutert werden.

4.1 Randbedingungen

4.1.1 Extrem magnetisch geschirmte Kabine

Abbildung 43 zeigt den Aufbau des neuen elektrisch und magnetisch extrem geschirmten Raumes. Konstruktiv ähnelt er den derzeit drei weltweit existierenden stark magnetisch geschirmten Kabinen [Kel81, Ken96, Mag81, Vac]. Deren Schirmeigenschaften werden allerdings deutlich übertroffen.

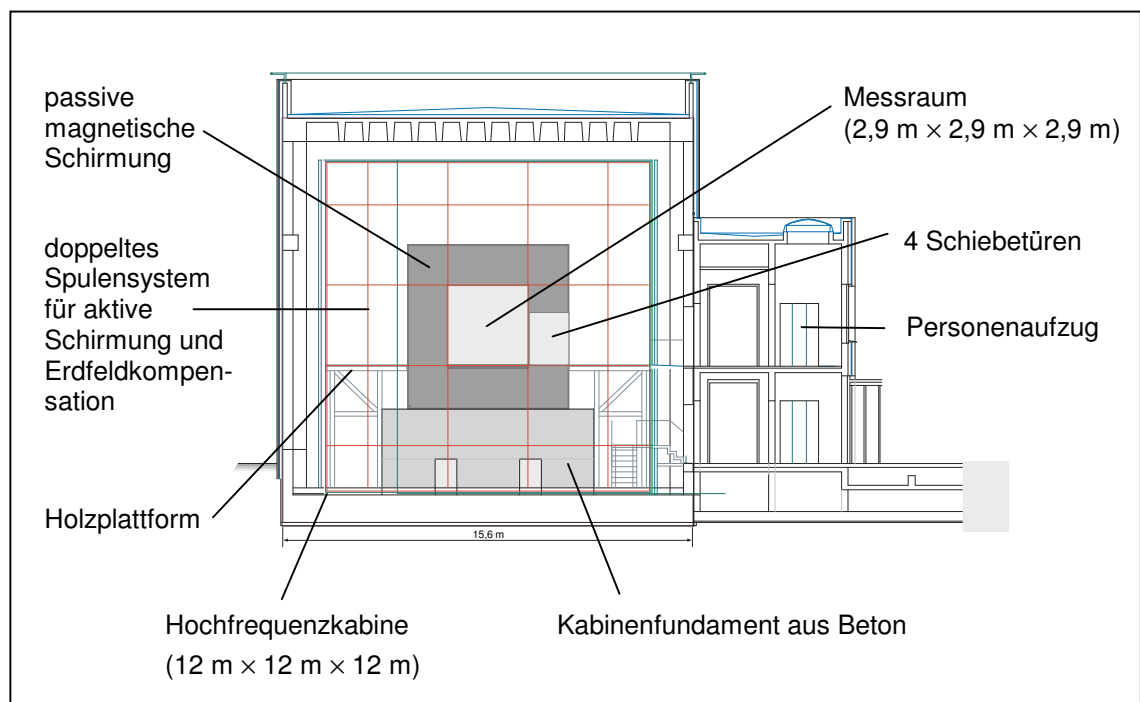


Abbildung 43: Schnitt durch das Gebäude des magnetisch geschirmten Raumes (PTB, Projekt 8.201)

Die geschirmte Kammer besteht aus acht kubischen Schalen. Sieben Schalen verschiedener Wandstärke aus Mu-Metall mit einem Gesamtgewicht von ca. 24 t werden durch eine Aluminiumschale mit 10 mm Dicke zur Wirbelstromschirmung ergänzt. Die Stützkonstruktion der Wände sind Sandwichspaneele aus glasfaserverstärkten Kunststoff. Der Nutzraum wird auf diese Weise von 1,6 m dicken Wänden symmetrisch umschlossen. Der Zugang erfolgt durch vier Schiebetüren, welche durch Aufblasen jeweils zwei Schirmlagen schließen. Der ganze Aufbau befindet sich im Zentrum einer kubischen Hochfrequenzabschirmung mit 12 m Kantenlänge. Das umgebende Gebäude stellt einen Würfel von 15 m Kantenlänge dar, welcher auf einem separaten schweren und damit erschütterungsunempfindlichen Fundament ruht.

Die passive Schirmung der Kabine durch das verwendete Mu-Metall wird durch eine aktive Kompensation mittels eingebauter Spulensysteme unterstützt. Ein Spulensystem kompensiert das Erdmagnetfeld, mit einem weiteren Spulensystem können niederfrequente magnetische Störungen ausgeregelt werden. Zur Vermeidung von Störungen bei 50 Hz kann im Bedarfsfall zusätzlich das Stromversorgungsnetz in der unmittelbaren Umgebung abgeschaltet werden. Die Beleuchtung des Innenraumes erfolgt über Lichtleiter.

Die Vermessung der Kabineneigenschaften ergab für Frequenzen oberhalb von 10 Hz einen Schirmfaktor von mehr als $2 \cdot 10^8$ und übersteigt damit die Nachweismöglichkeiten des verwendeten sehr empfindlichen SQUID-Messsystems. Das Eigenrauschen der Kabine bei 1 Hz liegt unter $2 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$.

4.1.2 Messsystem

4.1.2.1 Kommerzielle Systeme

Während weltweit Systeme mit 30-75 SQUIDs von einer Vielzahl von Herstellern im Einsatz sind [Ern98], beschäftigen sich nur wenige Firmen mit der Entwicklung kommerzieller Systeme, welche eine höhere Kanalanzahl realisieren. Dabei kommen unterschiedliche Sensoranordnungen und –arten (Gradiometer, Magnetometer) und Abschirmkammern zum Einsatz. Tabelle 11 fasst die Anzahl der SQUID-Kanäle und die Rauschleistungsdichte einiger Systeme zusammen. Der extrem hohe Schirmfaktor der neuen Kabine und das sehr niedrige Eigenrauschen der verwendeten PTB-SQUIDs ($\sqrt{S_{Bw_i}} = 1,2 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ gegenüber $3,3 \dots 10 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei den aufgeführten kommerziellen Systemen) stellen dementsprechend höhere Anforderungen an die Ausleseelektronik, wie im Abschnitt 2.2.1.1 beispielhaft dargelegt wurde.

System, Hersteller	SQUID-Kanäle	weiße Rauschleistungsdichte der SQUIDs ($\text{fT}/\sqrt{\text{Hz}}$)	Quelle
Hitachi	64	10	[Hit01]
Neuromag-122, Elekta Neuromag Oy	122	$5 \text{ fT}/(\text{cm} \sqrt{\text{Hz}})$ (Gradiometerrauschen)	[Neu02]
ET MEG System, Eagle Technology Inc.	64-208	3,3	[Eag02]
VSM Medtech Ltd. (CTF Systems Inc.)	64-275	4...7	[VSM03]
PTB-Vektormagnetometer	304	1,2	

Tabelle 11: Eckdaten kommerzieller Multikanal-SQUID-Systeme im Vergleich zu den Anforderungen des PTB-Vektormagnetometers

Bei Beginn der Arbeit war überdies kein kommerzielles System bekannt, welches eine vollständige SQUID-Ausleseschaltung inklusive Biaserzeugung und Steuerungsfunktionen bei niedrigem Leistungsumsatz auf der geringen zur Verfügung stehenden Fläche ermöglicht hätte. Die Elektronik der meisten Systeme besteht aus der FLL, die direkt auf dem Kühlgefäß angeordnet ist, um die Verbindungsleitungen zum SQUID kurz zu halten und der Kontrolleinheit, welche die Biaserzeugung und grundlegende Steuerungsfunktionen realisiert. Mitunter findet sich auch eine Aufteilung der FLL in den Vorverstärker (direkt auf dem Kühlgefäß angeordnet) und den Rest der Ausleseschaltung. Beide Baugruppen sind durch, oft sehr aufwändige, Kabel miteinander verbunden, welche je nach Empfindlichkeit der übertragenen Signale Einschränkungen (z. B. bezüglich der Länge und des Adernquerschnittes) unterworfen sind.

Da aus diesen Überlegungen erkennbar wurde, dass kommerzielle Systeme nicht den geforderten Eigenschaften entsprachen, sollte eine für das Vektormagnetometersystem optimierte SQUID-Ausleseschaltung als Eigenentwicklung realisiert werden.

4.1.2.2 83-Kanal-System der PTB

Bei dem größten bisher an der PTB realisierten System wurde für jeden Kanal eine Ausselelektronik auf einer separaten Leiterplatte von $16 \text{ mm} \times 68 \text{ mm}$ Größe aufgebaut. Die Realisierung erfolgte konventionell mit bedrahteten Bauelementen. Jeweils 11 Sensoren montiert auf dem Messstab bilden mit den dazugehörigen Platinen ein Modul. Sieben derartige Module ergänzt durch 6 zusätzliche Kanäle ergeben das 83-Kanal-System [Dru95a].

Die FLL-Elektronik wurde mit integrierten Operationsverstärkern (LT 1028 und AD 708) aufgebaut und arbeitet mit einer symmetrischen Betriebsspannung von $\pm 15 \text{ V}$. Der Leistungsumsatz beträgt 480 mW je Kanal, am Kopf des Kühlgefäßes werden also

etwa 40 W in Wärme umgesetzt. Über Kabel sind die Module mit der Kontrolleinheit verbunden. Hier erfolgt die weitere Verarbeitung des Ausgangssignals und die Einstellung der Arbeitspunkte der SQUIDs. Letztere erfolgte über Trimmwiderstände. Der weiße Rauschwert des Systems liegt unter $2,5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$. Das System wird seit 1994 im Universitätsklinikum "Benjamin Franklin" betrieben.

4.1.2.3 304-Kanal-Vektormagnetometer

Mit den meisten Multikanal-SQUID-Systemen kann nur eine Komponente des Vektorfeldes oder ein Feldgradient (mitunter auch beide Größen) bestimmt werden. Das neue System soll die Messung aller drei Vektorkomponenten eines Messpunktes im Magnetfeld ermöglichen. Grundidee ist die Gestaltung des Messkopfes als ein Würfel, dessen Seitenflächen mit jeweils einem SQUID bestückt sind. Die Feldkomponenten für alle drei Dimensionen für den Würfelmittelpunkt ergeben sich aus dem Mittelwert zweier gegenüberliegender Sensoren. Durch Differenzbildung ist der Gradient des Vektorfeldes bestimmbar.

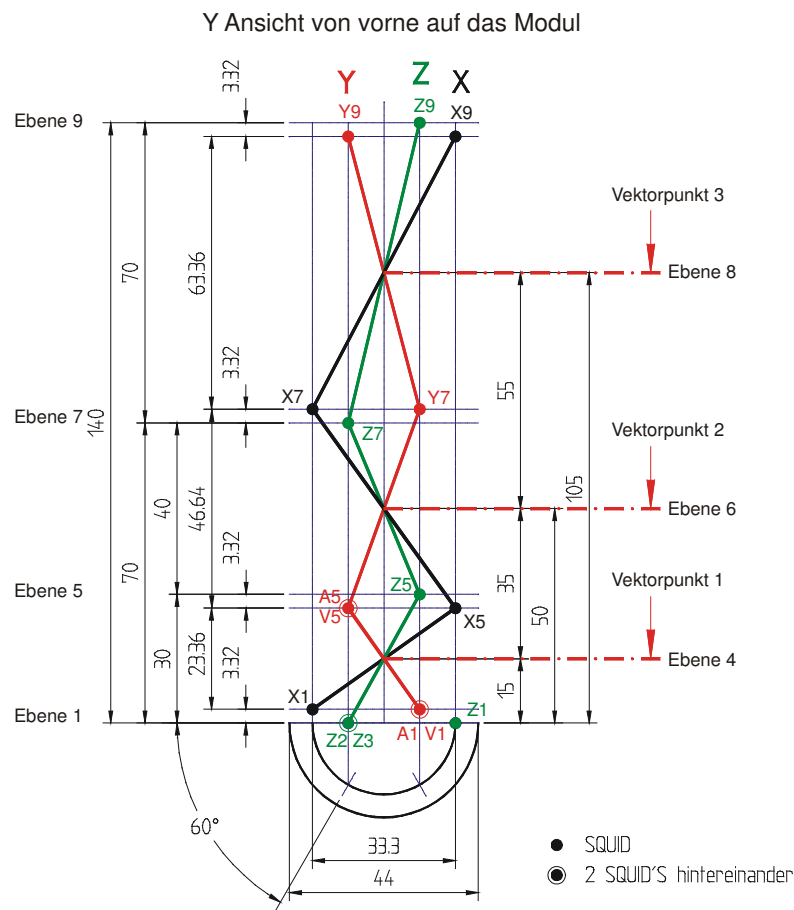


Abbildung 44: SQUID-Anordnung in einem Modul des 304-Kanal-Vektormagnetometers (PTB, Projekt 8.201)

Vom Prinzip her besteht ein Modul des hier dargestellten Systems aus drei übereinandergestapelten Würfeln. Die SQUIDs der Grundflächen der oberen beiden Würfel sind redundant und können daher weggelassen werden. Ein Modul aus drei Würfeln enthält damit 16 SQUIDs. Da das magnetische Feld mit der Entfernung von der Quelle stark abnimmt, ist es sinnvoll, nahe der Signalquelle mehr Sensoren anzuordnen, um dort eine möglichst hohe Auflösung zu erhalten. Da sich die Signalquelle direkt unter dem Kühlgefäß befindet, wurde der untere Würfel beibehalten, die anderen zu Quadern von 4 cm und 7 cm Höhe auseinandergezogen. Verlagert man SQUIDs aus den Seitenflächen zu den Ecken und zieht sie zu Dreibeinen zusammen, so lassen sich in den oberen Ebenen weitere Sensoren einsparen. Diese werden in die unterste Ebene, also direkt zur Signalquelle verlegt. Zur größtmöglichen Flächenausnutzung in dieser Ebene ist eine Dreiecksanordnung der SQUIDs optimal. Werden darüber hinaus das Übersprechen zwischen den Sensoren und deren Verdrahtung optimiert, so erhält man die in Abbildung 44 dargestellte Konfiguration, deren praktische Realisierung in Abbildung 45 anhand des Prototyps erkennbar ist.

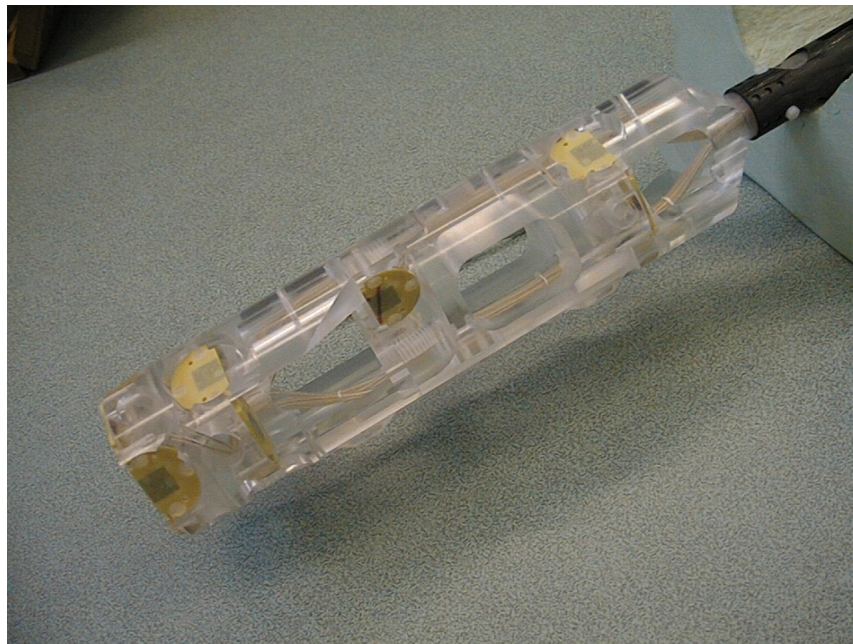


Abbildung 45: Prototyp des Messkopfes für ein Vektormagnetometermodul
(Die SQUIDs befinden sich auf den halbrunden Leiterplatten.)

Das gesamte System besteht aus 19 gleichartigen Modulen, welche entsprechend Abbildung 46 äquidistant im zylindrischen Kühlgefäß angeordnet sind. Der Abstand

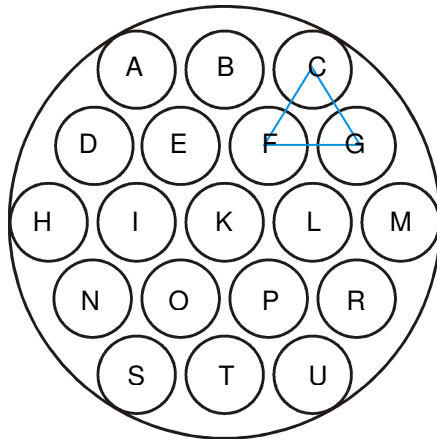


Abbildung 46: Anordnung der Module im System

untereinander (Seitenlänge des eingezeichneten Dreiecks) beträgt 50 mm. Die SQUIDS in der untersten Ebene bilden ein 6-eckiges Wabenraster. Wird das System verschoben, lässt sich die überdeckte Messfläche systematisch erweitern.

Am Kopf jedes Moduls befinden sich die Ausleseelektroniken für jeweils 16 SQUIDS. Jedes SQUID wird über 4 Kupfer-Lack-Drähte mit 50 µm Durchmesser, welche paarweise verdreht sind, mit der Elektronik verbunden. Der für die Elektronik zur Verfügung stehende Platz ist aufgrund der Anordnung der Module sehr begrenzt. Die für das Gehäuse verwendeten Aluminiumprofile besitzen Innenmaße von

37 mm × 37 mm. Die Höhe des Elektronikgehäuses ist ebenfalls begrenzt, so dass sich für die Leiterplatte eine maximale Länge von 100 mm ergibt. Derartige Anforderungen an den Platzbedarf sind nur durch den Einsatz von SMD-Bauelementen, verbunden mit einem sorgfältigen Layout der Leiterplatten, zu erfüllen. Die 16 notwendigen Elektronikkanäle sollten auf vier gleichartig aufgebaute Leiterplatten verteilt werden, welche über eine weitere Platine, einer sogenannten Backplane, untereinander und mit dem Kabel

verbunden werden. Optimal in der Nutzung des Platzes ist die in Abbildung 47 oben gezeigte Anordnung der Leiterplatten im Modulgehäuse. Da die Verdrahtung erst im eingebauten Zustand erfolgt, müssen die entsprechenden Anschlüsse der Leiterplatten jedoch leicht zugänglich sein. Dafür ist die in Abbildung 47 unten gezeigte Anordnung der Leiterplatten sinnvoller. Es ergeben sich jedoch Einschränkungen bei der Bestückung der Leiterplatten. Nur auf deren Innenseite können höhere Bauelemente untergebracht werden. Im Layout wurde dem Rechnung getragen und auf die Außenseite zur Platzierung von Widerständen und flachen Kondensatoren verwendet. Der in der Mitte gewonnene Freiraum konnte für den Stecker und die Befestigung der Verbindungsleiterplatte genutzt werden. Durch die konstruktive Gestaltung des Moduls ist ein Testbetrieb auch ohne Gehäuse möglich, Messungen an den Leiterplatten werden so erleichtert.

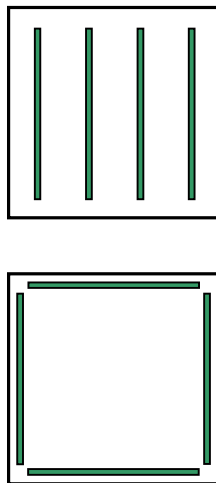


Abbildung 47: Mögliche Anordnung der Leiterplatten im Modul

Die gesamte Verlustleistung des neuen Systems mit 304 Kanälen durfte nicht wesentlich höher als die des 83-Kanal-

Systems sein, um die Erwärmung am Kopf des Kühlgefäßes in Grenzen zu halten und weiterhin ohne aktive Kühlung der Schaltung auszukommen. Aus Sicherheitsgründen und um die Einkopplung von Störungen über die Stromversorgung zu verhindern, werden die SQUID-Ausleseschaltungen aus Akkumulatoren gespeist. Die bisher verwendeten System arbeitete mit einer symmetrischen, stabilisierten Spannung von ± 15 V. Dies erforderte den Einsatz von insgesamt 6 Bleiakkumulatoren und zwei Spannungsreglern. Um die Stromversorgung einfacher gestalten zu können (Verwendung von zwei 12 V-Akkumulatoren), dabei aber den geforderten Ausgangsspannungsbereich von $U_A = -10 \dots +10$ V bereitstellen zu können, sollte das neue System mit einer unstabilisierten Stromversorgung von ± 12 V betrieben werden.

Um das zu messende magnetische Feld möglichst wenig zu beeinflussen, darf der ganze Aufbau innerhalb der geschirmten Kammer nicht- bzw. nur schwach magnetisch sein. Insbesondere für den Messstab kommen daher nur getestete Materialien in Betracht. Die Elektronik befindet sich in 90 cm Abstand von den Sensoren, so dass die Verhältnisse hier nicht ganz so kritisch sind. Allerdings erwiesen sich industrielle Steckverbinder für die Module als ungeeignet. Benutzt wurden nur die Kontakte und deren Trägerkörper aus handelsüblichen Steckern. Die restliche Mechanik wurde neu entwickelt, hinsichtlich Hochfrequenzdichtigkeit und Kabelführung optimiert und aus Aluminium gefräst.

4.1.2.4 Verkabelung

Eine Herausforderung bei der Realisierung von Systemen mit vielen Kanälen ist die Verkabelung. Im 83-Kanal-System wurden für jede SQUID-Elektronik 3 Leitungen (Biasspannung und -strom sowie das Ausgangssignal) benötigt. Übertragen auf 304 Kanäle würden sich für ein Modul zusammen mit Stromversorgungs- und Steuerleitungen 53 Leitungen ergeben, für das Gesamtsystem also 1007 Verbindungsadern. Auch hier zeigte sich, dass neue Lösungen gefunden werden mussten. Bei dem hier vorgestellten Konzept verringert sich die Anzahl der erforderlichen Verbindungsleitungen auf eine je Kanal für das Ausgangssignal, dafür erhöht sich aber der Bedarf an Steuerleitungen für ein Modul. Für das System werden so rechnerisch 437 Leitungen benötigt.

Da die Anfertigung kundenspezifischer Kabel angesichts der geringen Menge unwirtschaftlich ist, wurden nach umfangreichen Recherchen 50-polige SCSI-Kabel verwendet. Sie besitzen auch eine ausreichende Flexibilität, um die Kräfte während der Bewegung des Kühlgefäßes zur Positionierung der Sensoren in Grenzen zu halten. Wegen der zur Verfügung stehenden Adernanzahl konnten die Ausgangssignale als mit je einer Masseleitung verdrehte Paare realisiert werden. Die zusätzlichen Masseleitungen vermindern das Übersprechen zwischen den Kanälen und dienen der differenziellen Übertragung von Ausgangssignal und Bezugspotenzial zur Datenerfassung. Für die Betriebsspannung wurden entsprechend der Strombelastung jeweils mehrere Adern parallelgeschaltet.

Die 19 Module werden über 25 m lange Kabel mit zwei 19-Zoll-Einschüben, dem sogenannten Koppelrack, außerhalb des geschirmten Raumes verbunden, in denen die Verteilung der Signale erfolgt. Für diese Steckverbindung wurde der zum Kabel passende SCSI-Stecker (50-polig high density) vorgesehen. Da der Anschluss der Modulstecker an die Kabel erst nach deren Einzug in das entsprechende Rohrsystem erfolgen kann, wurden die Kabel mit doppelter Länge konfektioniert und dann mittig durchgeschnitten.

4.1.2.5 Bias-Erzeugung

Bei den bisher realisierten Systemen erfolgten Erzeugung und Abgleich von Biasstrom und -spannung durch den Einsatz von Trimmwiderständen und einer rauscharmen Konstantspannungsquelle. Bei Systemen mit einer größeren Anzahl von Kanälen ist diese Vorgehensweise nicht mehr sinnvoll. Mechanisch einstellbare Trimmwiderstände erlauben keine automatische Einstellung der Arbeitspunkte und bedingen zusätzliche Leitungen zwischen FLL und Steuerelektronik. An Stelle der Trimmwiderstände treten DA-Umsetzer, welche beispielsweise von einem Mikrocontroller angesteuert werden. Dabei dürfen sich die Systemeigenschaften bezüglich des Rauschens und der Auflösung nicht verschlechtern.

4.2 Konzeption der Elektronik für das Vektormagnetometersystem

Die im vorigen Abschnitt skizzierten Randbedingungen erforderten die Konstruktion einer völlig neuen Ausleseelektronik. Der notwendige Einsatz neuer Bauteile (Mikrocontroller, DA-Umsetzer) und Bauformen (SMD) bedingte die sorgfältige Auswahl und Evaluierung aller Komponenten, da die guten Kennwerte der bisher verwendeten Elektronik (niedriges Strom- und Spannungsrauschen, geringer Leistungsumsatz) nochmals übertroffen werden sollten. Während für den analogen Teil die von D. Drung entwickelte Elektronik für das 83-Kanal-System eine solide Basis für eine Weiterentwicklung darstellte, musste die digitale Ansteuerung völlig neu konzipiert und getestet werden. Eine Herausforderung beim Layout der Leiterplatte resultiert aus der Tatsache, dass auf relativ kleinem Raum getaktete digitale Signale mit einer Amplitude von 3,3 bzw. 5 V neben analogen Signalen von einigen Mikrovolt Amplitude übertragen und verarbeitet werden müssen, ohne dass es zu einer Beeinflussung kommen darf. Im Folgenden werden Schwerpunkte bei der Entwicklung der Ausleseelektronik etwas ausführlicher dargestellt.

4.2.1 Vorverstärker und Integrator

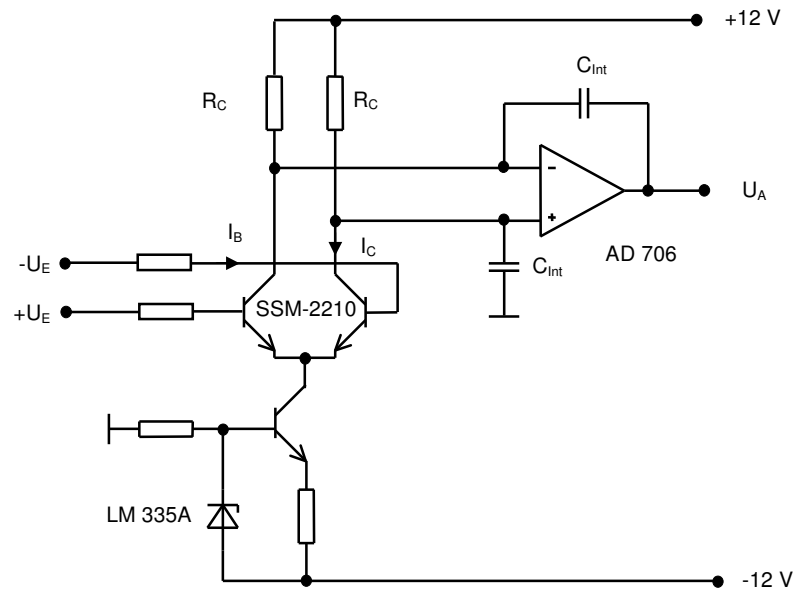


Abbildung 48: Schaltbild von Vorverstärker und Integrator

Entsprechend den in Kapitel 2.3.1 dargestellten Überlegungen erfolgte die Realisierung auf Basis des Transistorpärchens SSM-2210. In Abbildung 48 ist die Schaltung vereinfacht dargestellt. Üblicherweise wird der Differenzverstärker mit einem konstanten Kollektor- bzw. Emittorstrom betrieben. Da die Stromverstärkung der Transistoren einen Temperaturkoeffizient von $0,5 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ aufweist hat dies bei einem Kollektorstrom von beispielsweise 1 mA eine Temperaturdrift des Basisstromes von etwa $10 \text{ nA}/^{\circ}\text{C}$ zur Folge. Bei einer Temperaturänderung von 20 K ergäbe sich eine Stromänderung von $0,2 \text{ } \mu\text{A}$, welche über dem R_{dyn} des SQUIDs von typisch $50 \text{ } \Omega$ eine Spannungsänderung von $10 \text{ } \mu\text{V}$ bewirkt. Bei einem nutzbaren Spannungshub des SQUIDs von $30 \text{ } \mu\text{V}$ kann dies nicht toleriert werden. Versieht man die Emittorstromquelle mit einem Temperaturkoeffizienten, wie es in der Abbildung dargestellt ist, kann die Drift um eine Größenordnung verringert werden. Voraussetzung ist die gute thermische Kopplung des Temperatursensors (LM 335A) mit den Eingangstransistoren. Um den Schaltungsaufwand in Grenzen zu halten, wurde in der Schaltung ein Temperatursensor für alle vier Kanäle einer Platine verwendet. Die durch den variablen Kollektorstrom bewirkte Verstärkungsänderung ist unkritisch, da es sich um ein gegengekoppeltes System handelt. Der nominelle Wert für den Kollektorstrom wurde mit $1,2 \text{ mA}$ je Transistor als Kompromiss zwischen Spannungsrauschen und Strombedarf gewählt.

Besonderes Augenmerk verlangen die zur Einstellung der Verstärkung und des Arbeitspunktes des SQUIDs erforderlichen Widerstände an den Basisanschlüssen der Transistoren. In Abhängigkeit von den verwendeten Widerstands- und Kontaktmaterialien können bei Temperaturgradienten Thermospannungen entstehen, welche wie die

Eingangssignale verstärkt und als eine Erhöhung des niederfrequenten Rauschens am Ausgang gemessen werden (siehe auch Abschnitt 3.2.2). Da sich derartige Temperaturschwankungen nie gänzlich vermeiden lassen, müssen die Bauelemente an derart kritischen Schaltungspunkten auf ihre Thermokräfte untersucht werden. Nach den guten Ergebnissen, welche mit den bedrahteten Widerständen der Firma Beyschlag (BC-Components) erreicht wurden, erfolgte ein Test von SMD-Bauelementen (Baureihe MCT 0603: 1 % Toleranz, TK = 50 ppm/K) des gleichen Herstellers. Die untere Kurve in Abbildung 49 zeigt das niederfrequente Spektrum der Ausgangsspannung beim Abschluss des Eingangs mit einem 1 Ω -Widerstand herkömmlicher Bauform.

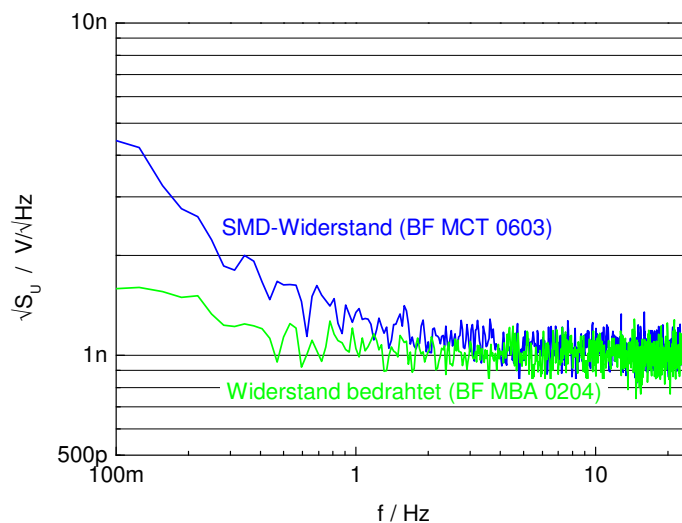


Abbildung 49: Erhöhtes Spannungsrauschen der Ausleseschaltung als Folge thermischer Fluktuationen bei Verwendung verschiedener Widerstandsbauformen

Die SMD-Ausführung des gleichen Widerstandswerte (obere Kurve) lässt eine deutliche Erhöhung der Empfindlichkeit gegenüber Temperaturschwankungen erkennen. Da aus Platzgründen nur die Verwendung von SMD-Bauelementen in Frage kam, wurden Widerstände mit etwas höheren Werten auf ihre Thermospannung untersucht, da geringere Widerstandswerte in der gewünschten Bauform nur schwer erhältlich sind. Bauelemente mit 3,9 Ω zeigten eine wesentlich geringere Temperaturempfindlichkeit. Rückfragen beim Hersteller bestätigten, dass bei beiden Widerstandswerten unterschiedliche Materialien zum Einsatz kommen. Die Materialgrenze liegt bei etwa 2,2 Ω , kann sich aber im Sinne einer technischen Weiterentwicklung leicht nach oben verschieben. Daher wurden die 3,9 Ω zur Sicherheit beibehalten und die geringfügige Erhöhung des Nyquist-Rauschens in Kauf genommen.

Zum Erreichen einer hohen Gleichtaktunterdrückung wurden für die Kollektorwiderstände Präzisionsbauelemente (MCT 0603, 0,1 % Toleranz, TK = 15 ppm/K) verwen-

det. Der Aufbau eines Prototypen der Elektronik erfolgte zunächst mit auf 0,1 % Toleranz ausgemessenen Widerständen der oben beschriebenen Baureihe. Erste Messungen zeigten jedoch ein höheres Rauschen bei Frequenzen unterhalb von 10 Hz, welches zudem größere Streuungen zwischen den vier Kanälen aufwies. Erst der Austausch der Kollektorwiderstände gegen die Präzisionsbauelemente brachte die erwarteten Resultate. Offensichtlich besaßen die Standardwiderstände exemplarabhängig ein höheres $1/f$ -Stromrauschen.

Ein weiteres Problem beim Aufbau eines diskreten Vorverstärkers ist die Offsetspannung der Eingangstransistoren, welche nach Datenblattangaben typisch unterhalb von $50\text{ }\mu\text{V}$ liegt, aber auch bis $200\text{ }\mu\text{V}$ erreichen kann. Die bisher verwendeten Bauelemente lagen alle unterhalb des typischen Wertes, bei 304 Exemplaren besteht demgegenüber eine höhere Wahrscheinlichkeit, einen an den Grenzen der Spezifikation liegenden Doppeltransistor zu erwischen. Problematisch ist dabei nicht die offsetbedingte Ausgangsspannung, sondern deren Temperaturkoeffizient. Zu dessen Kompensation wurde ein digitales Potentiometer vorgesehen, über welches kleine Ströme zu den Kollektorströmen addiert werden können.

Für den Integrator wurde der AD 706 (Analog Devices) verwendet, da dieser Operationsverstärker die gestellten Anforderungen an niedrigen Stromverbrauch, kleine Drift- und Offsetwerte bei niedrigem Spannungs- und Stromrauschen erfüllt und gleichzeitig eine akzeptable Bandbreite besitzt. Moderne Operationsverstärker werden oft auf niedrigen Stromverbrauch und kleine Betriebsspannungen optimiert, um den Anforderungen batteriebetriebener portabler Geräte entgegenzukommen. Außerdem ist zu vermuten, dass die Halbleiterhersteller, ähnlich wie bei den digitalen Schaltungen, danach streben, die verwendeten Strukturen zu verkleinern, um die Ausbeute pro Wafer zu steigern. In der Digitaltechnik führt das unter anderem zu verringerten Betriebsspannungen bei gleichzeitig gesteigertem Systemtakt. Bei analogen Schaltungen birgt eine Verkleinerung der Halbleiterstrukturen die Gefahr, dass sich das Stromrauschen und das $1/f$ -Spannungsrauschen der Transistoren erhöht [Mou96]. Messungen an moderneren Operationsverstärkern bestätigen diesen Trend. Betrachtet man die mit $2,24\text{ mm}^2$ vergleichsweise große Fläche eines SSM-2210-Chips, so ist zu befürchten, dass sich in Zukunft die Auswahl rauscharmer Halbleiter für niederfrequente Anwendungen problematisch gestaltet.

4.2.2 DA-Umsetzer für die Bias-Erzeugung

Die bisher zur Einstellung der Arbeitspunkte verwendeten 10-Gang-Potentiometer entsprechen in guter Näherung einer Auflösung von 12 Bit, wobei ein DA-Umsetzer bei der Reproduzierbarkeit des Einstellwertes überlegen ist. Benötigt werden drei DA-Umsetzer für jeden FLL-Kanal, für das Gesamtsystem also 912. Da der zu verwendende Baustein möglichst wenig Platz beanspruchen sollte, ergab sich die Forderung nach serieller Ansteuerung, um Anschlüsse zu sparen. Aus dem selben Grund sollten mehrere Umsetzer in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sein. Geringer Stromverbrauch

und niedriges Rauschen stellten ebenfalls wichtige Auswahlkriterien dar. Bis auf den letzten Punkt kann die Auswahl anhand der Herstellerangaben getroffen werden. Zum Spannungsrauschen, insbesondere im niederfrequenten Bereich, finden sich nur in den seltensten Fällen aussagekräftige Angaben im Datenblatt. Daher wurden anhand einiger Exemplare verschiedene DA-Umsetzer untersucht, welche nach den beschriebenen Kriterien in die engere Wahl genommen wurden. Dabei sollten keine statistisch belegbaren Ergebnisse gewonnen werden, was angesichts der geringen Stückzahlen auch nicht möglich wäre, sondern Aussagen, in welchen Größenordnungen sich das Spannungsrauschen von DA-Umsetzern verschiedener Typen und Hersteller bewegt und welchen Bauteilen der Vorzug zu geben ist. Neben der Dokumentation des Spannungsrauschens im Bereich von 0,1...1000 Hz erfolgte die Beobachtung des Ausgangssignals über einen Zeitraum von etwa 10 Minuten mit dem Ziel, Sprünge in der Ausgangsspannung zu detektieren. Dieses als Burst-Rauschen bezeichnete Phänomen äußert sich im spontanen Wechsel eines Signals zwischen zwei oder mehreren diskreten Werten [Mül90] und hängt vom Herstellungsprozess des Halbleiters ab. Die entstehenden rechteckförmigen Pulse weisen eine Länge von einigen Millisekunden bis zu mehreren Sekunden und eine Höhe im Bereich von einigen 10 μV auf (siehe Abbildung 50). Die Amplitude liegt unterhalb von 1 LSB des Umsetzers und findet daher in der Regel keine Beachtung. Bei der Ansteuerung von SQUIDS müssen derartige Störungen jedoch vermieden werden. Da eine Filterung wegen der niedrigen Frequenz sehr aufwändig wäre, sind derartige Umsetzer zu verwerfen.

Die Ergebnisse der Messungen sind in Tabelle 12 dargestellt. Da die Ausgangsspannungsbereiche der Umsetzer sich unterschieden, wurden die Angaben zum Rauschen der besseren Vergleichbarkeit halber normiert. Um die höchste Rauschspannung am Ausgang zu ermitteln, erfolgten verschiedene Testmessungen. In allen Fällen zeigte sich jedoch, dass bei der maximalen Ausgangsspannung das Rauschen am stärksten war. Bei der Messung mehrerer Exemplare des gleichen Umsetzers wurden jeweils die schlechtesten Werte dokumentiert. Die Ansteuerung der DA-Umsetzer erfolgte mit einem Mikrocontroller, dessen Programm jeweils an die zu testenden Bauelemente angepasst wurde. Die Kommunikation mit dem Mikrocontroller fand über dessen asynchrone serielle Schnittstelle statt.

Die einfachsten DA-Umsetzer enthalten neben der Schnittstellen- und Steuerlogik nur Analogschalter und Widerstände, meist als R-2R-Netzwerk ausgeführt. Durch den Fortfall von aktiven Bauelementen im Signalpfad ist das Rauschen derartiger Umsetzer sehr gering. Der zusätzlich erforderliche Operationsverstärker zur Pufferung des Ausgangssignals erhöht jedoch den Strom- und Platzbedarf. Exemplarisch für diese Art Umsetzer ist der MAX 514 untersucht worden. Er weist mit 0,125 ppm / $\sqrt{\text{Hz}}$ (bei 0,1 Hz) das niedrigste Rauschen aller getesteten DA-Umsetzer auf. Der Anteil von Referenzspannungsquelle und Pufferverstärker ist dabei noch nicht berücksichtigt worden. Aufgrund der bereits angeführten umfangreichen Zusatzbeschaltung wurde von der Verwendung derartiger Umsetzer Abstand genommen. Es konnte jedoch gezeigt werden, welche

Rauschwerte erreichbar sind. Die Mehrzahl der nach obigen Gesichtspunkten gewählten DA-Umsetzer besitzt integrierte Pufferverstärker, einige Typen weisen darüber hinaus eine interne Referenzspannungsquelle auf. Diese zusätzlichen Baugruppen stellen potenzielle Rauschquellen dar. So zeigte ein Exemplar des MP 7610 Spannungssprünge bei negativen Ausgangsspannungen. Diese Störungen traten in allen Kanälen korreliert auf. Die Ursache war der integrierte Operationsverstärker zur Invertierung der Referenzspannung. Der DAC 4814 enthält neben den Pufferverstärkern auch eine Referenzspannungsquelle. Der hohe Stromverbrauch und die relativ starke Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Umgebungstemperatur schließen den Einsatz dieses Umsetzers aus, obwohl die Rauschdaten akzeptabel sind. Die von Linear Technology gefertigten Umsetzer LTC 1446 und LTC 1458 besitzen bei sehr kleinen Gehäuseabmessungen einen niedrigen Stromverbrauch und weisen ebenfalls eine integrierte Referenzspannungsquelle auf. Das Rauschen dieser Bausteine ist das höchste der am Test beteiligten Umsetzer. Vermutlich ist der verwendete Herstellungsprozess nicht auf niedriges Rauschen optimiert.

Kennwert			Einheit	LTC 1446	DAC 8420	DAC 7615	MAX 525	MAX 536	LTC 1458	DAC 4814	MAX 514	MP 7610
Hersteller				Linear Technology	Analog Devices	Burr-Brown	Maxim	Maxim	Linear Technology	Burr-Brown	Maxim	Exar
Einzelpreis (ohne MWSt.)			DM	19,80	ca. 80	25,33	44,95	59,27	39,90	72,47	61,19	75,00
Anzahl der DACs je Chip				2	4	4	4	4	4	4	4	8
Anzahl der Pins				8	16	16	20	16	28	28	24/28	28
Referenzspannung		U _{Ref}	V	intern	±10	±2,5	+2,5	+10	int. 2,048	int. ±10	+10	+5
Typ. Referenzstrom je IC		I _{Ref}	mA	-	2	0,6	0,5	4	-	-	3,6	7
Betriebsspannung Analogteil		U _{DD}	V	+5	+15	+5	+5	+15	+5	+15	+5	+15
		U _{SS}	V	-	-15	-5	-	-5	-	-15	-	-15
Digitalteil		U _D	V	-	-	-	-	-	-	+5	-	+5
Stromaufnahme (I _{CC} + I _{Ref})		+I _B	mA	0,76	8,26	1,57	1,29	10,68	1,35	21,65	5,31	16,1
		-I _B	mA	-	1,23	-	-	6,98	-	20,0	3,48	15
Leistungsumsatz je SQUID		P	mW	5,7	107	5	4,8	146	5,1	469	99	175
Ausgangsspannungsbereich		U _A	V	0...+4,095	-10...+10	-2,5...+2,5	0...+5	0...+10	0...4,095	-10...+10	-10...0	-10...+10
Spannungsrauschen (normiert auf die Ausgangsspannung)	f	0,1 Hz	ppm/√Hz	14	0,72	0,2	3,36	0,73	16,1	0,22	0,125	0,35
		1 Hz	ppm/√Hz	3,6	0,14	0,08	0,96	0,24	5,0	0,04	0,026	0,07
		10 Hz	ppm/√Hz	1,1	0,025	0,04	0,3	0,07	1,66	0,02	0,014	0,03
		100 Hz	ppm/√Hz	0,44	0,009	0,03	0,1	0,02	0,62	0,02	0,008	0,02
		1 kHz	ppm/√Hz	0,26	0,008	0,03	0,046	0,01	0,29	0,02	0,008	0,02

Tabelle 12: Messwerte der untersuchten DA-Umsetzer (Stand 1999)

Der DAC 8420 hat bei akzeptablem Stromverbrauch ein sehr niedriges Spannungsrauschen, integrierte Pufferverstärker und einen zu den bisher verwendeten Schaltungen kompatiblen Ausgangsspannungsbereich von $-10...+10$ V. Beim Test einer etwas größeren Stückzahl von 20 Bauelementen zeigten sich jedoch in fast 50 % der untersuchten Umsetzer Spannungssprünge in wenigstens einem der vier Kanäle (siehe Abbildung 50).

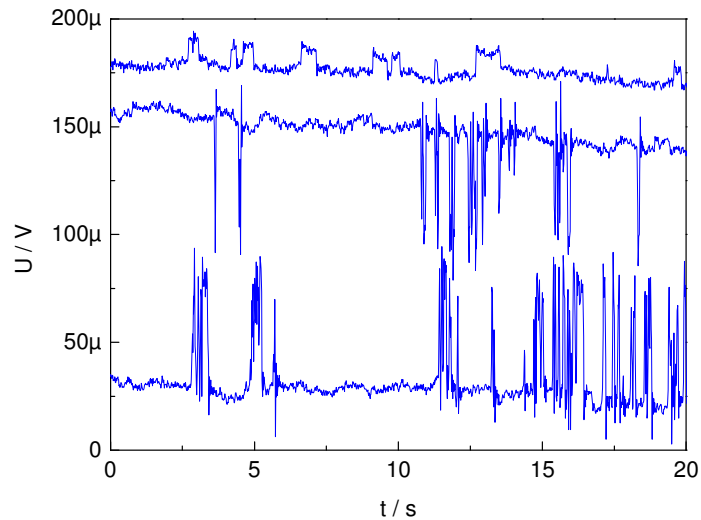


Abbildung 50: Burst-Rauschen im Ausgangssignal verschiedener Exemplare des DAC 8420

Daher musste vom Einsatz dieser Umsetzer abgesehen werden. Mit dem DAC 7615 (Burr-Brown, heute Texas Instruments) steht ein ebenfalls sehr rauscharmer Baustein mit niedriger Stromaufnahme zur Verfügung. Bei der Untersuchung von Bauelementen verschiedener Chargen wies keines die beschriebenen Sprünge in der Ausgangsspannung auf. Der kleinere Ausgangsspannungsbereich von $-2,5...+2,5$ V ist unproblematisch, da für die Anpassung an die Anlogschaltung ohnehin Widerstände eingesetzt werden. Die doppelte Pufferung der digitalen Eingangsdaten erlaubt die synchrone Ausgabe aller vier Ausgangsspannungen. Um die Stromversorgung zu vereinfachen, arbeiten die Umsetzer unipolar, die Summation mit einer negativen Vorspannung sorgt bei der Bereitstellung von U_B für den gewünschten Aussteuerungsbereich.

Eine Besonderheit ist die Unterteilung der Biaswerte (I , U und Φ) jeweils in einen elektronikabhängigen (X_0) und einen SQUID-abhängigen (X_b) Teil. Damit kann die Ausleselektronik in gewissen Grenzen zunächst ohne SQUID abgeglichen werden. Nach dessen Einbau können die entsprechenden Kennwerte aus dem Messprotokoll übernommen und eingestellt werden. In der hier beschriebenen Elektronik werden beide Parameter addiert und über denselben DA-Umsetzer ausgegeben.

4.2.1 Referenzspannungserzeugung

Die Erzeugung rausch- und driftarmer Biasspannungen und -ströme stellt entsprechend hohe Anforderungen an die Referenzspannungsquelle, unabhängig davon, ob Trimmwiderstände oder DA-Umsetzer für die weitere Signalkonditionierung verwendet werden. Bislang wurde der AD 587 von Analog Devices eingesetzt. Dieser Baustein erzeugt eine Ausgangsspannung von +10 V bei einem weißen Rauschen von $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($0,01 \text{ ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$) sowie $1 \text{ }\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($0,1 \text{ ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$) bei 1 Hz. Der Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung beträgt maximal $20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Die nun verwendete Referenzquelle musste eine Spannung von 2,5 V bei ähnlich guten Rauscheigenschaften und geringem Stromverbrauch bereitstellen. Mit dem AD 780 (Analog Devices) konnte ein geeignetes Bauelement gefunden werden. Die Temperaturdrift ist mit maximal $7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ angegeben, die absoluten Werte für das Spannungsrauschen entsprechen denen des AD 587. Das aufgrund der geringeren Ausgangsspannung höhere relative Rauschen kann toleriert werden, es liegt mit $0,04 \text{ ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$ (weiß) und $0,51 \text{ ppm}/\sqrt{\text{Hz}}$ (bei 0,1 Hz) noch nicht wesentlich über dem Eigenrauschen der DA-Umsetzer.

4.2.2 Digitale Komponenten

Die verwendeten DA-Umsetzer müssen über eine serielle synchrone Schnittstelle mit den Daten für die gewünschte Ausgangsspannung versorgt werden. Die Übergabe dieser Daten von der übergeordneten Kontrolleinheit sollte ebenfalls seriell erfolgen, um die Anzahl der Leitungen zu minimieren. Die flexibelste Lösung ist ein Mikrocontroller. Durch einfache Modifikation der Software ist eine Anpassung an den jeweiligen Entwicklungsstand der Elektronik und an die gestellten Aufgaben möglich. Je nach vorhandenen Hardwareressourcen kann der Mikrocontroller zusätzliche Aufgaben erledigen. Um aus der Vielzahl potenzieller Controller eine Auswahl treffen zu können, wurden folgende Anforderungen formuliert:

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte
- Geringer Stromverbrauch
- Einfaches Aktualisieren der Software
- Möglichkeit, den Taktoszillator auszuschalten, um bei kritischen Messungen diese potenzielle Störquelle ausschließen zu können
- Ausreichende Hardwareressourcen
- Bezahlbares Entwicklungssystem

Insbesondere der erste Punkt bedingt den Einsatz eines Mikrocontrollers mit integriertem Programmspeicher, da der Platzbedarf eines externen Speichers und der meist erforderlichen Logik zur Ankopplung nicht akzeptabel wäre. Der Programmspeicher sollte zudem wiederprogrammierbar sein, da es sich hier um ein in der Entwicklung befindliches Spezialesystem handelt, bei welchem mit Änderungen in der Software gerechnet werden muss.

Das Vorhandensein geeigneter SMD-Bauformen ist obligatorisch, stellt aber kein Problem dar. Zum Zeitpunkt der Entscheidung (Ende 1998) war die Auswahl von Mikrocontrollern mit integriertem Flash-Speicher noch übersichtlicher als heute, wo davon ausgegangen werden kann, dass von allen Controller-Designs dementsprechende Ausführungen existieren.

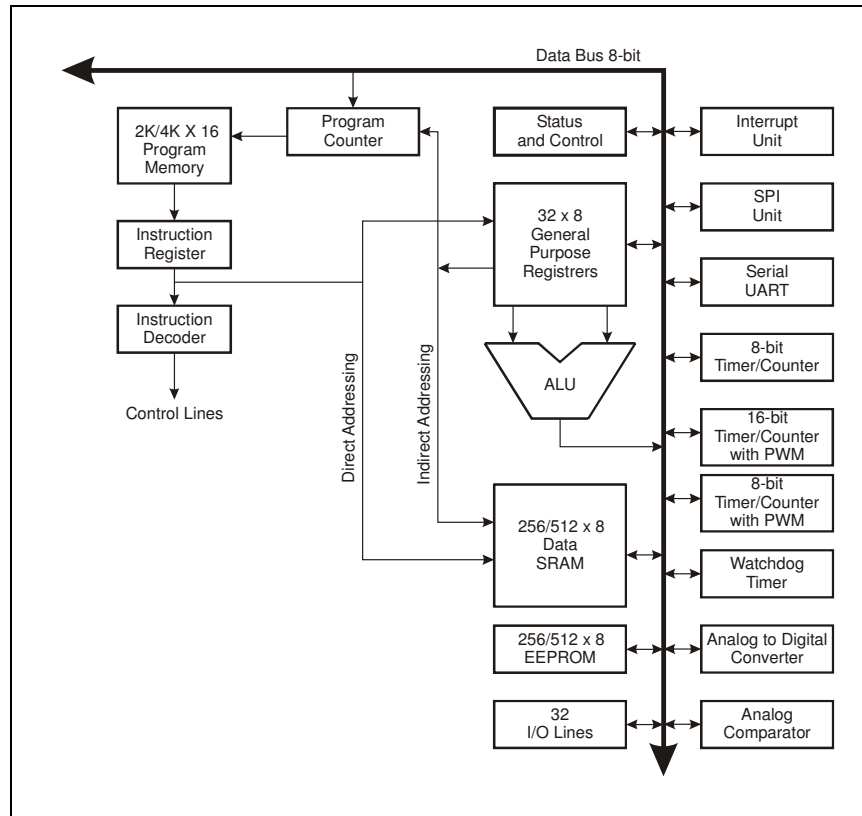


Abbildung 51: Architektur des Mikrocontrollers AT90LS8535 [Atm]

Die Wahl fiel auf die AVR-Familie der Firma Atmel. Alle Varianten dieser Mikrocontroller beruhen auf dem gleichen CPU-Kern, einem 8-Bit breiten RISC-Design, welches die Ausführung der meisten Befehle in nur einem Taktzyklus erlaubt. Diese Controller sind relativ neu, wurden entsprechend den aktuellen Anforderungen (niedriger Stromverbrauch, Eignung des Befehlssatzes für den Einsatz von Compilern) optimiert und sind „altlastenfrei“, das heißt es musste keine Rücksicht auf die Kompatibilität zu Vorgängermodellen genommen werden (wie z.B. bei 8051- oder 68HC11-basierten Modellen). Alle AVR-Mikrocontroller besitzen einen integrierten wiederprogrammierbaren Programmspeicher, haben eine niedrige Stromaufnahme und die Möglichkeit, den Oszillator per Software anzuhalten. Die Programmierung des Speichers erfolgt im eingebauten Zustand über vier Leitungen. Ein komfortables Entwicklungssystem (Editor, Programmiersoftware und Assembler) kann kostenlos vom Hersteller bezogen werden. Damit erfüllt der Controller alle gestellten Anforderungen. Als einziger Nachteil ist das Fehlen einer sogenannten „second source“ zu nennen, das heißt man ist an einen Hersteller gebunden.

Aus der Vielzahl vorhandener Varianten ist der AT90LS8535 als optimaler Kompromiss bezüglich Hardwareressourcen, Baugröße und Verfügbarkeit ausgewählt worden. Die dem Datenblatt entnommene Abbildung 51 zeigt die Architektur, Abbildung 52 das detailliertere Blockschaltbild des Mikrocontrollers. Neben der CPU mit 32 Universalregistern und 8 MHz maximaler Taktfrequenz befinden sich folgende Baugruppen im 44-poligen TQFP-Gehäuse:

- 8 KBytes Flash-Programmspeicher mit einer Lebensdauer von 1000 Löschr-/Schreibzyklen
- 512 Bytes EEPROM mit einer Lebensdauer von 100000 Löschr-/Schreibzyklen
- 512 Bytes SRAM
- SPI: synchrone serielle Schnittstelle, wird auch zur Programmierung des Flashspeichers genutzt
- UART: asynchrone serielle Schnittstelle
- 8-kanaliger AD-Umsetzer mit 10 Bit Auflösung
- zwei 8-Bit Zeitgeber/Zähler mit separatem Vorteiler
- 16-Bit Zeitgeber/Zähler mit separatem Vorteiler, Compare und Capture-Mode zur Realisierung zweier pulsweitenmodulierter Signale mit 8...10 Bit Auflösung
- Analogkomparator
- vier Ports mit 8 Bit Breite und komfortablen Programmiermöglichkeiten
- Watchdog Timer, Power-on reset, Real time clock

Insbesondere die vorhandenen Schnittstellen haben den Vorteil, schnell und unabhängig von der CPU zu arbeiten und den Programmspeicher zu entlasten, da die benötigten Funktionen nicht mittels Software realisiert werden müssen. Im Gegensatz zum Programmspeicher kann der Inhalt des EEPROM vom Mikrocontroller selbst verändert werden. Damit ergibt sich die Möglichkeit, ohne zusätzlichen Hardwareaufwand verschiedene Parameter wie z.B. die Ausgangsspannungen der DA-Umsetzer oder die FLL-Adresse dauerhaft zu speichern. Nach dem Einschalten kann dann ohne Kommunikation mit der Kontrolleinheit die Elektronik mit den gespeicherten Spannungen initialisiert werden. Die SPI-Schnittstelle dient der Ansteuerung der DA-Umsetzer, während die UART für die Kommunikation mit der Kontrolleinheit verwendet wird.

Während in vielen Mikrocontrollern bei der Genauigkeit des integrierten AD-Umsetzers große Abstriche gemacht werden müssen, erreicht sie beim AVR die angegebenen 10 Bit, sorgfältiges Design der Leiterplatte vorausgesetzt. Unterstützt wird dieses unter anderem durch separate Anschlüsse für die Versorgungs- und Referenzspannungsanschlüsse des AD-Umsetzers. Sein Eingangswiderstand ist mit typisch 100 M Ω so hoch, dass auf einen Pufferverstärker in den meisten Fällen verzichtet werden kann.

Zwei Stromsparmodi erlauben die Reduzierung der Leistungsaufnahme und das geforderte Abschalten des Oszillators. Die CPU und die integrierten Baugruppen mit Ausnahme des Watchdog Timers und der externen Interrupts werden gestoppt. Das „Aufwecken“ des Mikrocontrollers kann durch einen externen Reset, den Watchdog-Reset oder einen externen pegelgesteuerten Interrupt erfolgen. Im vorliegenden Fall wird ein externer Interrupt, hervorgerufen durch einen Pegelwechsel an einem Portpin, verwendet. Um keine zusätzliche Leitung einsetzen zu müssen, wird die Empfangsleitung der seriellen Schnittstelle dafür genutzt. Das Senden eines beliebigen Bytes über die Schnittstelle führt daher zum Wiederanlauf des Mikrocontrollers. Damit in jedem Fall

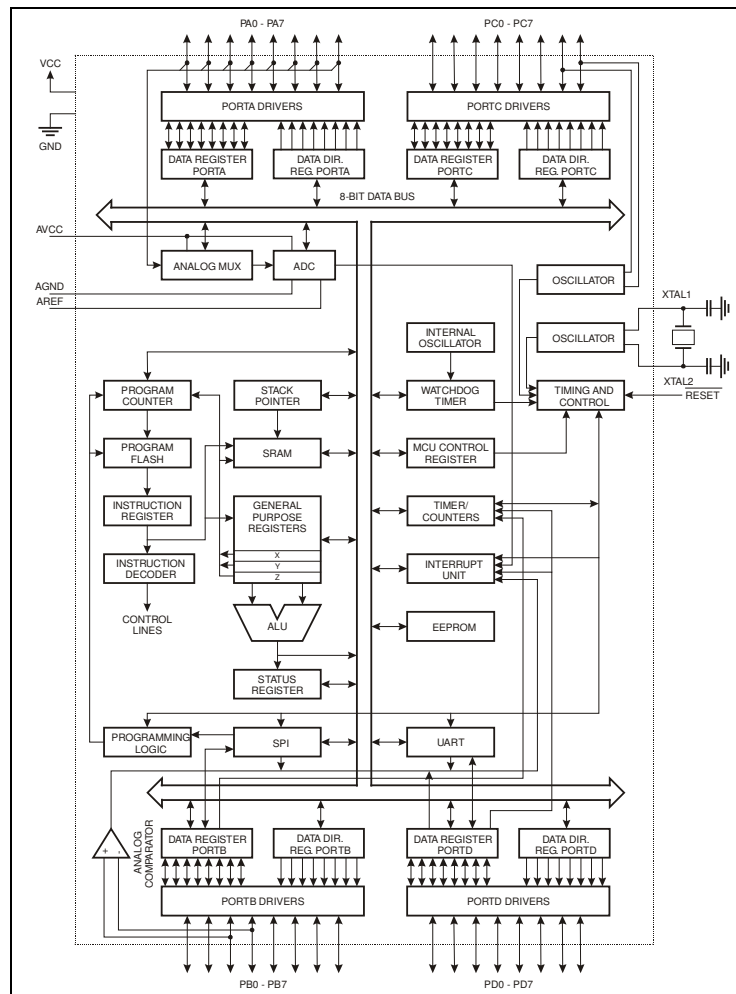


Abbildung 52: Blockschaltbild des AT90LS8535 [Atm]

die geforderte Haltezeit für den Pegelwechsel garantiert ist, wurde ein monostabiler Multivibrator vorgesehen. Er kann mit minimalem Hardwareeinsatz durch einen Reset-Baustein (MAX 811) realisiert werden.

Zur optimalen Ausnutzung der vorhandenen Hardware erfolgte die Programmierung des Mikrocontrollers in Assembler. Es existieren aber auch verschiedene Compiler (C, Pascal) zur Unterstützung des Programmierers. Die Software erledigt nach dem Einschalten

der Elektronik die Initialisierung der Hardware des Mikrocontrollers und lädt die DA-Umsetzer mit den im EEPROM abgespeicherten Werten. Treten dabei Fehler auf, so werden entsprechende Flags im Statuswort gesetzt und bei Bedarf ausgegeben. Damit ist die Elektronik arbeitsfähig. Erfolgt ein gültiger Empfang eines Befehls über die serielle Schnittstelle, so wird dieser abgearbeitet. Danach geht die Elektronik wieder in den Bereitschaftsmodus. Der modulare Aufbau der Software erleichtert die Anpassung an andere Elektronikvarianten.

4.2.3 Kommunikation mit der Kontrolleinheit

Auf jeder FLL-Leiterplatte befindet sich ein Mikrocontroller zur Ansteuerung der vier Kanäle. Das System besteht somit aus 76 Controllern, welche von einer Kontrolleinheit verwaltet werden. Bei der Wahl der Schnittstellenspezifikation bietet sich die RS-485-Norm an. Mit der RS-485-Schnittstelle können einfach serielle Bussysteme realisiert werden, dass heißt alle Sender bzw. Empfänger werden parallel geschaltet. Durch die differenzielle Übertragung der Informationen über jeweils ein Leitungspaar erhöht sich die Störfestigkeit. Verzichtet man auf den Vollduplexbetrieb, genügt ein Adernpaar für Kommunikation des gesamten Systems. Die Anzahl der Endgeräte ist üblicherweise auf 32 begrenzt, bei Verwendung spezieller Transceiver mit verringerter Einheitslast können aber bis zu 256 Teilnehmer an einen Bus geschaltet werden.

Die RS-485-Norm erlaubt Übertragungsgeschwindigkeiten bis 10 Mbit/s. Bei der maximalen Taktfrequenz der verwendeten Mikrocontroller von 8 MHz sind derartige Geschwindigkeiten nicht machbar. Beschränkt man sich auf PC-kompatible Baudraten bei der seriellen Übertragung, dass heißt maximal 115200 Bit/s, kann die Kontrolleinheit durch einen PC mit entsprechender Software realisiert werden. Die Anbindung an die üblicherweise vorhandene Schnittstelle nach dem RS-232-Standard erfolgt durch entsprechende Umsetzer. Ein weiterer Vorteil der geringeren Übertragungsgeschwindigkeit besteht in der Verwendung von Transceivern mit begrenzter Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. Sie haben einen kleineren Stromverbrauch, verursachen weniger Störungen und bewirken einen zuverlässigeren Betrieb als die entsprechenden Standardbauelemente. Da die verwendete Topologie (jedes Modul aus vier FLL-Leiterplatten ist mit einem Kabel sternförmig an das Koppelrack) einen sehr ungünstigen Betriebsfall darstellt, sind diese Punkte von Bedeutung.

Nach der Spezifikation der physischen Eigenschaften galt es, ein geeignetes Protokoll für die Kommunikation zu finden. Neben der Gewährleistung einer hohen Übertragungssicherheit sollte es möglichst einfach zu implementieren sein und ein vernünftiges Verhältnis von übertragenen Daten zu Nutzdaten haben. Es existieren eine Reihe verschiedener industrieller Protokolle, von denen sich allerdings keines als geeignet erwies. Da keine weiteren Geräte an das System angebunden werden sollten, mussten keine Zugeständnisse an die Kompatibilität gemacht werden. Die Definition eines eigenen, auf die SQUID-Ausleseschaltungen der PTB optimierten Protokolls schien daher die optimale Lösung zu sein.

Um den Zugriff auf den gemeinsam genutzten Übertragungskanal ohne großen Aufwand zu regeln, wurde festgelegt, dass die auf den FLL-Platinen befindlichen Mikrocontroller immer als passiv (als „slave“) agieren. Sie können von sich aus keine Kommunikation beginnen und antworten nur, wenn dies von der Kontrolleinheit, dem Master, verlangt wird. Zur Auswahl des gewünschten Empfängers erhält jedes am Bus angeschlossene Gerät eine eindeutige Adresse (1...254). Die Adresse 0 ist für neue Busteilnehmer reserviert, die Adresse 255 entspricht einem sogenannten „global call“, dass heißt alle SQUID-Elektroniken werden mit dem nachfolgenden Befehl gleichzeitig angesprochen.

Die Kommunikation erfolgt asynchron mit maximal 115200 Bit/s. Jedes Zeichen besteht aus einem Startbit, 7 Datenbits, einem Paritätsbit (gerade Parität) und einem Stoppbit. Die Übertragung kann durch Kontrolle des Paritätsbits auf niedrigem Niveau überprüft werden und die Beschränkung auf 7 Datenbits hat zur Folge, dass die gesamte Kommunikation auf Basis der ASCII-Zeichen erfolgt und problemlos „mitgelesen“ werden kann. Die Übertragung numerischer Werte erfolgt als Hexadezimalzahl, dargestellt durch die entsprechenden ASCII-Zeichen. Zur Vereinfachung der Softwareentwicklung sowohl für den Mikrocontroller als auch für den PC wurde für alle zu übertragenden Daten der in Tabelle 13 dargestellte Rahmen gewählt. Ausnahmen sind möglich, wurden bisher allerdings nicht verwendet. Es wurde versucht, einen sinnvollen Kompromiss zwischen Aufwand (zur Adressierung und Sicherung der zu übertragenen Daten) und Nutzen zu finden. Jeder Rahmen besitzt stets die gleiche Länge und wird von einem Startzeichen eingeleitet, welches im übrigen Datenstrom nicht vorkommt.

Byte Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8...11	12	13	14
Bedeutung	Rahmen- beginn	Empfänger- adresse		Sender- adresse		Befehls- token	SQUID- Kanal	Parameter	Prüf- summe		Rahmen- ende
Wertebereich	#	00...FF		00...FE		0...>, A...Z, a...z	0...9	0000...FFFF	00...FF		Carriage Return

0	Schreibzugriff auf alle Kanäle
1...4	Schreibzugriff auf Kanal 1...4
5	Lesezugriff auf alle Kanäle
6...9	Lesezugriff auf Kanal 1...4

Tabelle 13: Rahmenaufbau des Kommunikationsprotokolls für die Ansteuerung der FLL-Platinen

Damit ist die Synchronisation der Empfänger auf den Beginn eines Rahmens leicht möglich. Nach den Empfänger- und Senderadressen wird ein Befehlstoken übertragen welches die Elektronik zur gewünschten Aktion (z.B. Umschalten in den Reset-Mode) veranlasst. Über die SQUID-Kanalnummer kann ein einzelner FLL-Kanal ausgewählt werden, gleichzeitig wird übermittelt, ob die Daten geschrieben oder gelesen werden sollen. Damit können beispielsweise die DA-Umsetzer für die Biaswerte ausgelesen, in der Kontrolleinheit verändert und dann wieder ausgegeben werden. Der entsprechende Wert wird stets als 16-Bit-Zahl im Parameterfeld übergeben. Damit ist zugleich eine gewisse Unabhängigkeit von der tatsächlich vorhandenen Auflösung der verwendeten

DA-Umsetzer gegeben. Zur Erkennung von Übertragungsfehlern wird eine einfache Prüfsumme (LSB der Summe aus den Bytes 1-11) übermittelt. Das im übrigen Datenstrom nicht vorkommende Zeichen für das Rahmenende beendet den Übertragungsrahmen.

Die Kommunikation beginnt stets damit, dass der Master den gewünschten Befehl über die Schnittstelle sendet. Innerhalb einer in Abhängigkeit von der gewählten Baudrate und der Ausführungszeit des Befehls definierten Zeit muss der Mikrocontroller der FLL antworten, andernfalls erhält der Benutzer eine Fehlermeldung. War die Übertragung erfolgreich, sendet der selektierte Controller eine Bestätigung, eine Antwort (z.B. auf eine Statusabfrage) oder eine Fehlermeldung, wenn das Kommando nicht ausgeführt werden konnte. Nur die globalen, auf alle Mikrocontroller wirkenden Befehle werden nicht quittiert.

Das Übertragungsprotokoll wird auch für andere SQUID-Elektroniken der PTB verwendet. Bislang wurden etwa 60 Befehle definiert. Die Erweiterung und Anpassung an die Bedürfnisse der Benutzer ist problemlos möglich. Unter anderem wurden folgende Befehle implementiert:

- Ausgabe des Statuswortes mit Informationen über den aktuellen Zustand der Hardware. Dieser umfasst unter anderem den Modus (FLL- oder Reset-Modus) und eventuell aufgetretene Fehler.
- Ausgabe von Informationen über die verwendete Hard- und Software. Diese erleichtern die Wartung und Pflege des Systems z.B. beim Austausch defekter Baugruppen.
- Einstellung der FLL-Nummer. Diese dient der eindeutigen Adressierung einer Elektronik im System.
- Änderung der Übertragungsgeschwindigkeit der seriellen Schnittstelle.
- Einschalten des Power-down-Modus. Der Oszillator des Controllers stoppt und der Stromverbrauch reduziert sich. Außerdem kann sichergestellt werden, dass keine Störungen vom Digitalteil das Messergebnis beeinflussen. Das Aufwecken geschieht durch Senden eines beliebigen Bytes über die serielle Schnittstelle.
- Einschalten des Heizers. Die Zeitdauer wird als Parameter (Vielfache von 10 ms) übergeben.
- Lesen und setzen des Modus' (FLL- oder Reset-Modus).
- Zu- und Abschalten der Biaswerte.
- Modifikation der eingestellten Biaswerte. Es erfolgt stets die Rückgabe des tatsächlich über den DA-Umsetzer ausgegebenen Wertes. Damit ist die Berücksichtigung der Auflösung des jeweils verwendeten DA-Umsetzers ebenso gewährleistet wie die Erkennung des Bereichsendes. Die Software sorgt für die Summierung der Biaswerte (X_0 und X_b) und für die Begrenzung (Sättigung), wenn das Minimum bzw. das Maximum erreicht wird.

- Speicherung der aktuellen Biaswerte im EEPROM sowie das Laden der DA-Umsetzer mit den im EEPROM gespeicherten Parametern. Es stehen zwei Sätze von Kennwerten zur Verfügung. Damit ist die Rekonstruktion der ursprünglich eingestellten SQUID-Parameter sichergestellt, falls ein Parametersatz versehentlich unbrauchbar gemacht wurde.
- Im Generatormodus werden statt statischer Spannungen über die DA-Umsetzer Signale verschiedener Formen (Rechteck, Sägezahn, Dreieck), Amplituden und Frequenzen mit Hilfe des Mikrocontrollers ausgegeben. Damit ist es möglich, verschiedene Kennlinien des SQUIDs darzustellen.
- Auslesen der Kanäle des eingebauten AD-Umsetzers. Damit können die Ausgangssignale, die Betriebsspannungen und die Betriebstemperatur der FLL überwacht werden.
- Vorbereitung zur In-System-Programmierung. Diese erfolgt über die vorhandenen Steuerleitungen eines Moduls.

4.2.4 Steuersoftware für das System

Die Kontrolleinheit wurde durch einen PC realisiert, welcher über einen Schnittstellenumsitzer mit dem System verbunden ist. Die notwendige Software wurde unter LabVIEW[®] entwickelt, da es mit dieser Entwicklungsumgebung möglich ist, in relativ kurzer Zeit funktionelle und ansprechende grafische Oberflächen zu gestalten, welche unter den gängigen Windows-Varianten lauffähig sind. Die Entwicklung unter anderen Systemen bzw. Programmiersprachen ist selbstverständlich auch möglich und wird durch die gewählten Hard- und Softwareschnittstellen begünstigt. Die Benutzeroberfläche erfüllt unter anderem die Absicherung der eingestellten SQUID-Parameter. Die Einstellung des Arbeitspunktes ist nicht trivial, muss aber gewöhnlich nur einmalig bei der Inbetriebnahme des Systems erfolgen. Daher ist die Veränderung dieser Parameter während der normalen Nutzung zu unterbinden. Lediglich zur Fehlersuche ist die Modifikation der Werte zuzulassen. Diese Aufgabe übernimmt die LabVIEW[®]-Oberfläche durch die passwortgeschützte Freigabe der entsprechenden Programmteile. Bei der Veränderung anderer kritischer Parameter erfolgt eine Sicherheitsabfrage oder das gezielte Sperren des Befehls, soweit dies nicht schon im Mikrocontroller geschieht. So ist es beispielsweise nicht ratsam, die Baudrate einzelner Controller zu verändern, diese Änderung sollte stets global erfolgen. Umgekehrt hätte das gleichzeitige Einschalten der Heizer aller im System befindlichen Elektronik verheerende Folgen für die Stromversorgung.

Abbildung 53 zeigt die Oberfläche der, sich noch in der Entwicklung befindlichen, Steuersoftware. Das Programm dient außerdem der Ansteuerung anderer SQUID-Ausleseschaltungen, die entsprechenden Bedienelemente können zur Erhöhung der Übersichtlichkeit ausgeblendet werden, was auf der Abbildung auch der Fall ist.

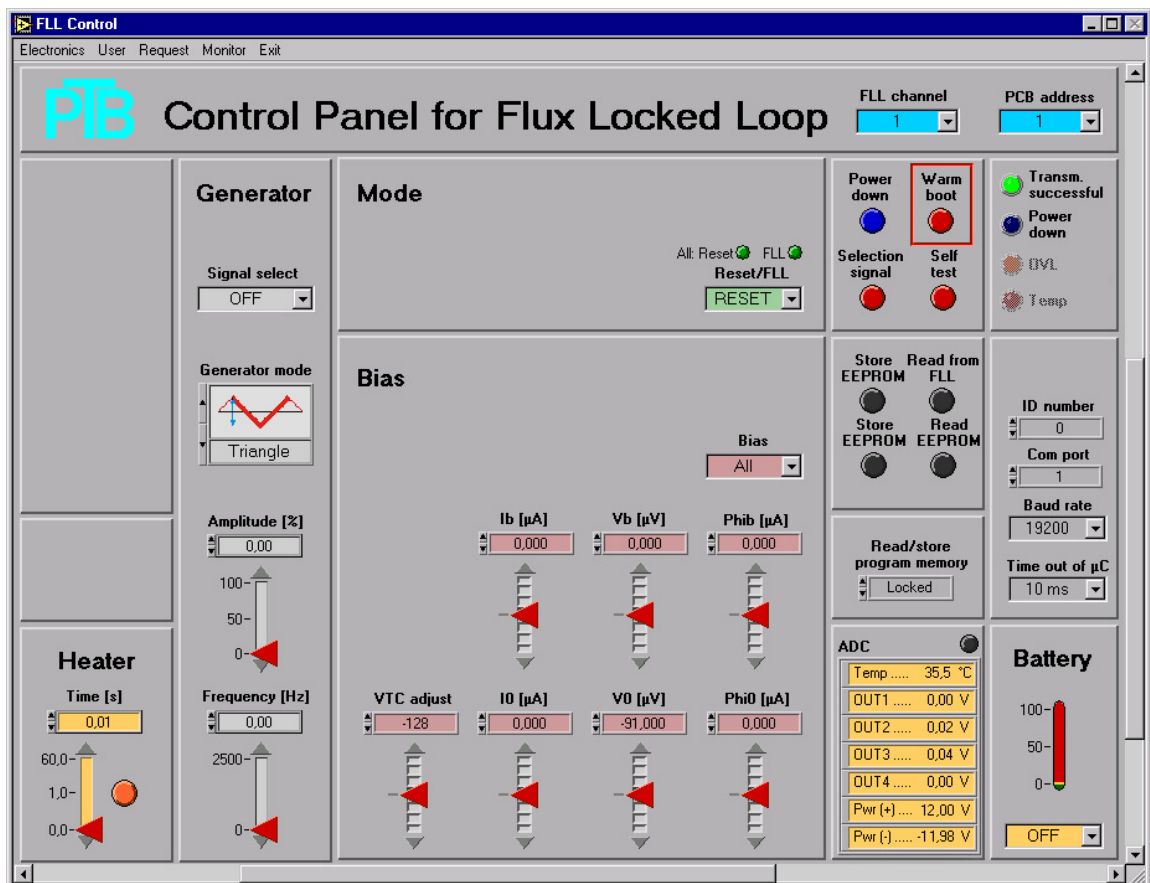


Abbildung 53: LabVIEW[®]-Oberfläche des Kontrollprogramms für die Ansteuerung der SQUID-Ausleseschaltungen

Die Software scannt nach dem Start das System und zeigt dem Benutzer alle Adressen, unter denen eine FLL gefunden wurde. Oben rechts ist die aktuelle Auswahl für die FLL-Leiterplatte und den Kanal zu sehen. Unten links befindet sich die Heizernsteuerung mit der Zeitvorgabe und dem Startknopf. In der folgenden Spalte wurde die Steuerung des Generators realisiert. Neben der Auswahl, welches Biassignal mit der gewünschten Signalfom (Rechteck, Sägezahn oder Dreieck) moduliert werden soll, können die Amplitude und die Frequenz vorgegeben werden. Diese Parameter können nicht unabhängig voneinander gewählt werden. Da der Mikrocontroller zum Berechnen und Übertragen der Daten zum DA-Umsetzer eine gewisse Zeit benötigt, müssen zum Beispiel bei einem dreieckförmigen Signal und hoher Ausgabefrequenz Abstriche bei der Amplitude oder bei deren Auflösung gemacht werden. Möchte man eine genaue Darstellung der Amplitude bei hoher Auflösung, so ist aufgrund der begrenzten Ressourcen die Frequenz in vielen Fällen bereits vorgegeben. Die Darstellung der SQUID-Kennlinien (wie z.B. in Abbildung 5) geschieht im Allgemeinen mit dem Oszillografen im X-Y-Betrieb. Dazu wird der entsprechende Biaswert durch einen externen Generator moduliert, welcher gleichzeitig die X-Ablenkung ansteuert. Erfolgt die Modulation direkt in der Ausleseelektronik, so steht diese Größe nicht zur Verfügung. Bildet man den Augenblickswert des Generators auf die Zeit ab, so kann mit der Aufnahme der Ausgangs-

spannung über der Zeit die Kennlinien dargestellt werden. Die Optimierung der Steuerparameter für den Generatormodus erfolgt deshalb mit dem Ziel, die vorgegebene Frequenz genau zu erreichen, dass heißt die Einhaltung der Amplitude und deren Auflösung sind nachrangig. In jedem Fall wird der Anwender über die tatsächlich ermittelten und zur Elektronik geschickten Parameter informiert und kann dann entscheiden, ob die Qualität des gelieferten Signals seinen Ansprüchen genügt.

In der Mitte des Fensters kann im oberen Abschnitt der Modus (FLL oder Reset) der Elektronik gewählt werden. Zum schnellen Rücksetzen des ganzen Systems wurden hier zusätzlich global wirkende Tasten implementiert. Das erspart dem Anwender das Einstellen der FLL-Nummer („Alle“) vor der Übertragung des gewünschten Modus. Auf die Möglichkeit, alle Module gemeinsam über eine externen Steuerleitung in den Reset-Modus zu schalten wurde bereits hingewiesen. Die Anzeige dieses Zustands kann über einen entsprechenden Indikator erfolgen.

Das Feld „Bias“ dient der Modifizierung der DA-Umsetzer auf der SQUID-Elektronik und damit der Arbeitspunkteinstellung von SQUID und FLL. Ein Problem bei der Implementierung war die Tatsache, dass es in LabVIEW® kein adäquates Bedienelement für ein Mehrgangpotenziometer gibt. Mit den vorhandenen Drehreglern können 12 Bit nicht annähernd aufgelöst werden und die denkbare Unterteilung in Fein- und Grobeinstellung scheiterte am Platzmangel der Oberfläche. Eine numerische Eingabe ist sehr nützlich zur Eingabe von Absolutwerten, zum Abgleich während des Betriebes jedoch unbrauchbar. Eine Lösung wurde mit den abgebildeten Schiebereglern gefunden. Mit ihnen kann die Ausgangsspannung des betreffenden DA-Umsetzers erhöht oder vermindert werden. Die Änderungsgeschwindigkeit ist in drei Schrittweiten (1/10/100 LSB) in Abhängigkeit von der Reglerstellung wählbar. Der eingestellte Wert wird dem Anwender numerisch angezeigt. Wird das Ende des Aussteuerungsbereiches erreicht, springt der Schieberegler in die Ausgangsstellung zurück. Der Regler „VTC adjust“ dient der Einstellung des digitalen Potenziometers (siehe Abschnitt 4.2.1). Mit den drei Schiebereglerpaaren können die Biaswerte für das SQUID eingestellt werden. Bestimmte Messaufgaben erfordern die temporäre Deaktivierung eines oder mehrerer DA-Umsetzer, ohne dass deren Einstellungen verloren gehen. Dieses ist mit der Auswahl rechts oben im „Bias“-Fenster möglich.

In der folgenden Spalte befinden sich Bedien- und Anzeigenelemente für spezielle Systemfunktionen. Auf den Power-down-Modus wurde schon eingegangen. Das Auslösen eines Warmboots bewirkt einen Warmstart des angewählten Mikrocontrollers, für den Fall, dass insbesondere in der Testphase Fehlfunktionen der Controllersoftware vermutet werden. Auch ein Selbsttest der Ausleseelektronik kann initiiert werden. Das anschließende Abfragen des Statuswortes gibt Auskunft über gefundene Fehler.

Das Ausgangssignal jedes Elektronikmoduls gelangt über das Systemkabel zum Koppelrack. Von dort erfolgt die Verteilung der 16 Kanäle auf die drei Einheiten, welche die weitere Signalverarbeitung übernehmen. Da diese Zuordnung für jeden Kanal

einzelnen erfolgt, ist bei 304 SQUIDS die Gefahr groß, dass sich dabei Fehler einschleichen. Dem soll mit dem sogenannten Selection-Signal begegnet werden. Die angewählte SQUID-Elektronik erzeugt für jeden Kanal eine unterschiedliche Ausgangsspannung. Da die Ausgangssignale der anderen FLLs im Ruhezustand nahe Null sind, kann auf diese Weise verfolgt werden, welchen Weg das Signal jedes der vier Kanäle von der Elektronik bis zur Bildschirmdarstellung nimmt.

Die folgenden Bedienelemente ermöglichen die Speicherung bzw. die Wiederherstellung der Biaswerte der DA-Umsetzer im EEPROM des Mikrocontrollers. Außerdem kann die Freigabe der Neuprogrammierung des Programmspeichers vorgenommen werden.

Unten in dieser Spalte ist die Ausgabe des AD-Umsetzers des Mikrocontrollers eingeblendet. Die Aktualisierung der Ausgabe erfolgt manuell oder sobald ein Kommando ausgeführt wurde (z.B. Änderung eines Biaswertes), welches eine Veränderung der Ausgangsspannung verursacht. Damit sind im Rahmen der Auflösung des Umsetzers Abgleichaufgaben ohne zusätzliche Messtechnik möglich. Die vom Mikrocontroller übermittelten Binärwerte werden von LabVIEW[®] entsprechend der gemessenen Größen umgerechnet.

In der rechten Spalte sind zunächst Indikatoren für die fehlerfreie Kommunikation und den Power-down-Modus zu sehen. Die Funktionen der grau unterlegten Anzeigen sind noch nicht implementiert. Zukünftig soll die SQUID-Elektronik auf Wunsch signalisieren, wenn ein Kanal sich nicht mehr im Aussteuerungsbereich befindet und gegebenenfalls mit einem Reset-Impuls den Normalbetrieb wiederherstellen. Ähnliches gilt für die Temperaturüberwachung. Insbesondere beim Einsatz unter schwankenden Umgebungstemperaturen (z.B. im Freien oder nach der Neubefüllung des Kühlgefäßes) kann es nützlich sein, wenn die Elektronik erkennt, dass ein neuer Abgleich erforderlich ist.

Die Schnittstellenparameter können von der Benutzeroberfläche ebenfalls verändert werden, da zuverlässige Aussagen über die maximal erreichbare Baudrate erst in der vollen Ausbaustufe mit allen 19 Modulen möglich sein werden. Das letzte Bedienelement ist für die Steuerung der Stromversorgung vorgesehen. Das System wird aus einem Akkumulatorensatz versorgt, ein zweiter Satz kann währenddessen geladen werden. Die vorgesehenen Ladegeräte sind ebenfalls mit einer RS-485-Schnittstelle ausgerüstet. Erfolgt die Umschaltung der Akkumulatoren über einen Mikrocontroller, so kann das System komplett über die Schnittstelle bedient werden.

Treten Fehler auf, so erhält der Anwender eine entsprechende Meldung, außerdem wurde versucht, grobe Fehlbedienungen oder unsinnige Befehle abzufangen. Wie bereits erwähnt, können mit der Software auch andere LTS- und HTS-Ausleseschaltungen angesteuert werden. Die zusätzlich erforderlichen Bedienelemente erscheinen dann auf dem Bildschirm, die stets notwendigen Elemente bleiben immer am gewohnten Platz, so dass die Umgewöhnung erleichtert wird. Für den normalen Messbetrieb des einmal eingerichteten Systems steht eine Oberfläche mit einer reduzierten Auswahl von Bedien-

elementen zur Verfügung. Damit hat der Anwender keine Möglichkeit, versehentlich sensible Daten wie z.B. die Arbeitspunkte der SQUIDs zu modifizieren.

Gegenwärtig erfolgen Arbeiten mit dem Ziel, über die LabVIEW[®]-Oberfläche und eine im Rechner eingebaute AD-Umsetzerkarte hoher Auflösung die grafische Ausgabe des Ausgangssignals zu realisieren. Insbesondere die Darstellung der SQUID-Kennlinien ist für die Arbeitspunkteinstellung sehr hilfreich. Zur Inbetriebnahme und Wartung des Vektormagnetometers ist dann neben einem entsprechend ausgestatteten Computer keine weitere Messtechnik mehr notwendig.

4.2.5 Schaltungsdetails

Die in Abbildung 54 dargestellte Gesamtschaltung besteht aus den vier gleichartig aufgebauten FLL-Kanälen, dem Mikrocontroller, den DA-Umsetzern, der Stromversorgung und einigen zusätzlichen Bauteilen für die Programmierlogik, die Heizernsteuerung und die serielle Schnittstelle. Bei der Beschreibung wird auf den ersten Kanal Bezug genommen.

Die FLL besteht aus dem schon beschriebenen rauscharmen Vorverstärker auf Basis der Doppeltransistoren SSM-2210 und dem Integrator OPV1. Das SQUID wird über zwei verdrehte Adernpaare angeschlossen. Die SQUID-Schleife befindet sich zwischen den Anschlüssen +V und -V. Der Masseanschluss (GND) und der -V-Anschluss sind auf der Trägerleiterplatte des SQUIDs miteinander verbunden und bilden das Bezugspotenzial. Der FLUX-Anschluss versorgt die Rückkoppelspule des SQUIDs. Über die entsprechenden Widerstandsbeschaltungen erfolgt die Einstellung des Arbeitspunktes des SQUIDs mit den vom DA-Umsetzer erzeugten Spannungen.

Die Doppeldiode D100 dient dem Schutz des SQUIDs und verhindert, dass beim Ausfall der positiven Betriebsspannung unzulässig hohe Ströme über den Eingang und damit durch das SQUID fließen.

Der Operationsverstärker OPV2 hat zwei Aufgaben. Im FLL-Modus dient er der Kompensation des Widerstandes der Verbindungsleitungen zum SQUID. Je nach Füllstand des flüssigen Heliums im Kühlgefäß würden andernfalls Schwankungen des Leitungswiderstandes negativen Einfluss auf die Stabilität des Arbeitspunktes haben. Im Reset-Modus dient OPV2 der Invertierung des Signals damit die Elektronik als Verstärker arbeiten kann. Die Umschaltung beider Arbeitsmodi erfolgt mit IC 1, einem CMOS-Umschalter für alle vier Kanäle gemeinsam. Die Ansteuerung dieses Schalters kann sowohl vom Mikrocontroller als auch über ein externes Signal (RES/MOSI) erfolgen. Damit kann diese elementare Funktion auch ohne Beteiligung des Mikrocontrollers realisiert werden, wenn sich dieser im Power-down-Modus befindet oder ein schnelles Umschalten ohne software- und schnittstellenbedingte Latenzzeiten erforderlich ist.

Der Tiefpass (R133, C108) am Ausgang der FLL dient der Verminderung höherfrequenter Störungen. Diese können beispielsweise durch Übersprechen im Kabel an den

Ausgang des Integrators gelangen und werden aufgrund der geringen Bandbreite des eingesetzten Operationsverstärkers nicht wirksam unterdrückt. Die Störsignale gelangen dann über den Rückkoppelwiderstand R120 zum SQUID und können dort (aufgrund der nichtlinearen SQUID-Übertragungskennlinie) zu unerwünschten Mischprodukten mit dem Eingangssignal führen.

Den Mikrocontroller umgibt zunächst die Standardbeschaltung zur Entkopplung der Betriebsspannung. Sie wurde mit 3,3 V so gewählt, dass einerseits der Leistungsumsatz gering ist, andererseits die zuverlässige Ansteuerung der mit 5 V betriebenen DA-Umsetzer und des digitalen Potenziometers gewährleistet ist. Die Takterzeugung erfolgt durch einen Keramikresonator mit integrierten Kondensatoren. Die Frequenz von 3,68 MHz gestattet die Erzeugung von Standardbaudraten auf der seriellen Schnittstelle. Die Eingänge des integrierten AD-Umsetzers sind über Widerstände an die Ausgangsspannungen der vier FLL-Kanäle, die positive und die negative Betriebsspannung angepasst. Der Temperatursensor zur Stabilisierung der Eingangsströme der Vorverstärker besitzt ebenfalls eine Verbindung zu einem Eingang des AD-Umsetzers. Damit kann jederzeit die Temperatur auf der Leiterplatte festgestellt werden.

Das digitale Potenziometer und die DA-Umsetzer befinden sich in unmittelbarer Nähe der sehr empfindlichen analogen Baugruppen, in denen Signale von wenigen Mikrovolt verarbeitet werden. In die Datenleitungen wurden daher R- bzw. RC-Glieder eingefügt, um die von ihnen verursachten Störungen so gering wie möglich zu halten.

Beim Schnittstellenbaustein wurde mit dem MAX 487E eine Version mit 5 V Betriebsspannung gewählt, da dieser zusammen mit dem zusätzlich erforderlichen Spannungsregler weniger Stromverbrauch aufweist als die Variante mit 3,3 V Versorgungsspannung. Für die Pegelanpassung der zum Mikrocontroller führenden Datenleitung sorgt ein Widerstandsteiler. Während des Betriebes der seriellen Schnittstelle fließen relativ hohe Ströme, welche über dem Zuleitungswiderstand der positiven Betriebsspannungsversorgung zu entsprechende Störungen führen. In dem Frequenzbereich von einigen 10 kHz weisen die verwendeten Operationsverstärker keine hohe Betriebsspannungsunterdrückung mehr auf. So unterdrückt der AD 706 den Einfluss der positiven Versorgungsspannung bei 10 kHz nur noch mit 30 dB. Bei einem Widerstandsbelag des verwendeten Kabels (AWG 30) von $0,339 \Omega/\text{m}$ und einer Länge von 25 m erhält man $1,7 \Omega$ wenn 5 Adern parallel geschaltet werden. Ein Strom von 30 mA führt zu einem Spannungsabfall von etwa 51 mV und verursacht ein Störsignal am Ausgang von inakzeptablen 1,6 mV. Eine Lösung stellt die Wahl einer separaten Versorgungsleitung für das Interface der seriellen Schnittstelle dar. Wegen der für die RS-485-Schnittstelle ungünstigen Stern-Topologie der Schnittstellenverbindungen im System wurde auf eine Terminierung der Module zunächst verzichtet und der dafür vorgesehene Widerstand nicht bestückt. Angesichts der geringen Übertragungsgeschwindigkeit und der Verwendung entsprechender Schnittstellenbausteine mit reduzierter Spannungsanstiegsgeschwindigkeit sollten sich aber keine Probleme ergeben.

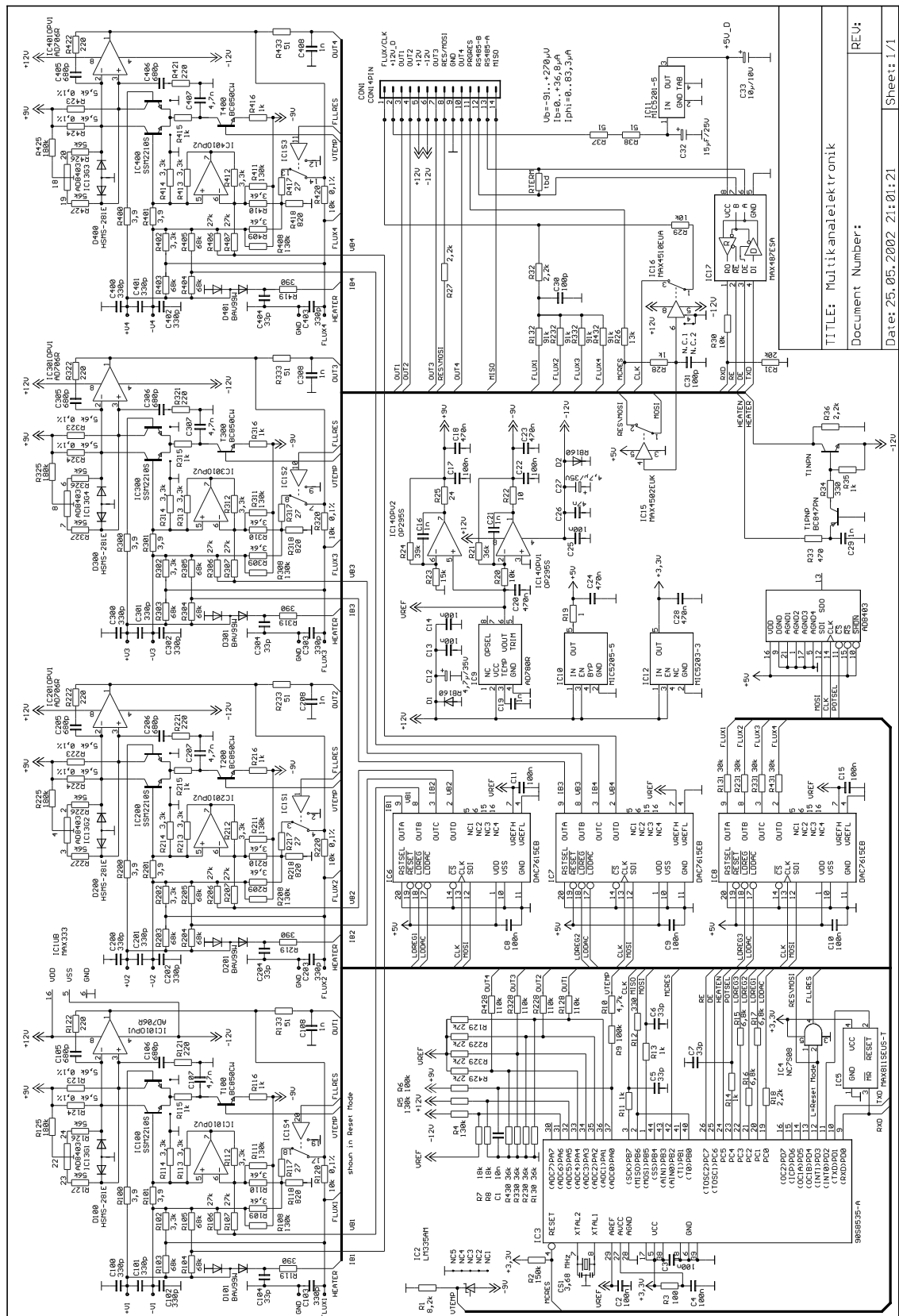


Abbildung 54: Stromlaufplan der Multikanalelektronik

Wie schon erwähnt, erfolgt die Neuprogrammierung des Mikrocontrollers im eingebauten Zustand (In-System-Programming). Da dies im Allgemeinen eher selten erfolgt, wurde nach Möglichkeiten gesucht, bereits vorhandene Steuerleitungen (FLUX/CLK, RES/MOSI) auch für diesen Zweck zu nutzen. Während des normalen Betriebes werden die entsprechenden Verbindungen aufgetrennt, um Störungen auszuschließen. Dazu dienen die CMOS-Schalter IC 15 und IC 16. Sie werden über den Anschluss PRGRES gesteuert, welcher gleichzeitig auf den, für den Start der Programmierung elementaren, Reset-Eingang des Mikrocontrollers wirkt. Da bis auf die Ausgangsspannungen der vier FLL-Kanäle alle Anschlüsse der vier Elektronikleiterplatten eines Moduls parallel geschaltet sind, wurde eine softwaregesteuerte Lösung gewählt. Vor einer Programmierung muss der ausgewählte Mikrocontroller von der Steuersoftware durch einen entsprechenden Befehl erst freigegeben werden. Der mit dem Reset-Eingang verbundene Anschluss wechselt dann vom H-Pegel in den hochohmigen Zustand und der nun freigegebene Reset-Anschluss kann über die PRGRES-Leitung auf L-Pegel gezogen werden, während die anderen drei Elektronikleiterplatten am gleichen Anschluss durch einen H-Pegel nicht aktiviert werden können.

Die Stromversorgung muss Störungen auf den Versorgungsleitungen unterdrücken, die Entkopplung analoger und digitaler Schaltungsteile sicherstellen und soll dabei einen kleinen Strom- und Platzbedarf aufweisen. Von der Verwendung geschalteter Spannungsregler wurde wegen der zu erwartenden Störungen Abstand genommen. Der Suche nach geeigneten längsgeregelten Festspannungsreglern mit niedrigem Strombedarf kommt der Trend zu energiesparenden Geräten entgegen, für welche von vielen Herstellern entsprechende Bauteile angeboten werden. Als kritisch erweisen sich hingegen die Anforderungen an die Kondensatoren am Reglerausgang, da deren Baugröße maßgeblich für den Platzbedarf der Schaltung ist. Neben der geforderten Kapazität ist der äquivalente Serienwiderstand einzuhalten. Insbesondere bei SMD-Tantalkondensatoren verlangt seine Einhaltung oft die Wahl einer größeren Bauform. Ist hingegen der Serienwiderstand sehr klein, weil keramische Kondensatoren verwendet werden, kann das zu Stabilitätsproblemen des Spannungsreglers führen. Die eingesetzten Bauteile des Herstellers Micrel Semiconductor zeigten sich den skizzierten Anforderungen gewachsen. Es wurde für jede Spannungsschiene der optimale Reglertyp gewählt. Die Bereitstellung der ± 9 V-Versorgung für den Vorverstärker musste mit dem Operationsverstärker OP 295 realisiert werden, da kein geeigneter Spannungsregler gefunden wurde.

Der AD 780 liefert eine rauscharme, hochgenaue Referenzspannung für die DA-Umsetzer, den AD-Umsetzer des Mikrocontrollers und für die Operationsverstärker der ± 9 V-Versorgung.

4.3 Erste Ergebnisse der Ausleseschaltung für das Vektormagnetometer

In Abbildung 55 ist die bestückte Leiterplatte des Prototyps der Ausleseschaltung für das Vektormagnetometer dargestellt. Mit den Abmessungen von $30\text{ mm} \times 100\text{ mm}$ ist es gelungen, die geforderte Baugröße einzuhalten. Die Leiterplatte besitzt vier Lagen

und eine Stärke von 1 mm, da die Standarddicke von 1,6 mm angesichts der Gehäuseabmessungen Probleme bereitet hätte. Alle kritischen Leitungen wurden zur Störunterdrückung großzügig mit Masseflächen umgeben.

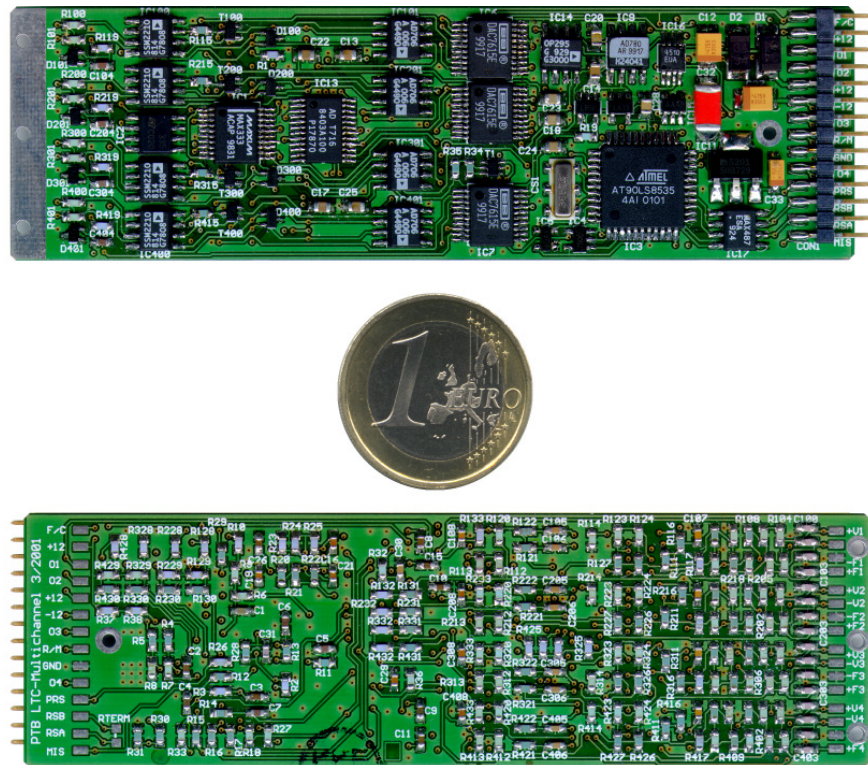


Abbildung 55: Vorder- und Rückansicht der Multikanalelektronik

Die Tests erfolgten mit einem sogenannten SQUID-Ersatz, da der eigentliche Messaufbau (Kühlgefäß und Messstab mit 16 SQUIDs) noch nicht zur Verfügung stand. Die gemessene Stromaufnahme im warmgelaufenen Zustand beträgt 30 mA an der +12 V-Schiene und 16 mA für die negative Betriebsspannung. Das entspricht +7,5 mA und -4 mA für einen FLL-Kanal. Ein handelsüblicher Operationsverstärker (AD 797) mit vergleichbarem Spannungsrauschen benötigt demgegenüber ± 9 mA. Mit einer Leistungsaufnahme von 162 mW für einen Kanal setzt das System setzt also rund 42 W in Wärme um und erreicht damit den projektierten Leistungsumsatz.

Im FLL-Modus wurde bei einer Verstärkung von 10^4 das Rauschspektrum der Ausgangsspannung gemessen und auf die Eingangsspannung umgerechnet. Die im Eingangskreis liegenden Widerstände wurden nicht herausgerechnet. Aus Abbildung 56 kann man ein weißes Rauschen von $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ entnehmen, welches hinunter bis zu einer Frequenz von etwa 1 Hz reicht. Bei der Frequenz von 0,1 Hz liegt das Rauschen unter $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Tabelle 14 zeigt wichtige Kennwerte im Vergleich zu den in Vorgängersystemen verwendeten Operationsverstärkern [Dru02]. Gegenüber den integrierten Operationsverstärkern konnten die Höhe und besonders die 1/f-Ecke des Stromrauschens reduziert werden.

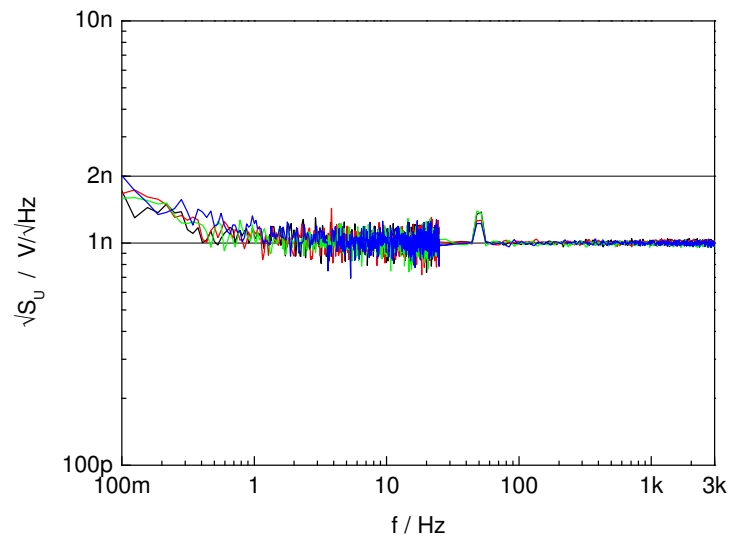


Abbildung 56: Gemessenes Spannungsrauschen der Ausleseschaltung für vier SQUID-Kanäle des Vektormagnetometersystems

	LT 1028/AD 797	SSM-2210	Einheit
Spannungsrauschen weiß	1	1	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
1/f-Ecke	5	0,3	Hz
Offsetspannungsdrift	0,2	0,1	$\mu\text{V/K}$
Stromrauschen weiß	2	1	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
1/f-Ecke	400	80	Hz
Eingangsbiasstrom	<0,1 / 1	2	μA
Biasstromdrift	0,1 / 5	10	nA/K

Tabelle 14: Gegenüberstellung integrierter und diskret aufgebauter Vorverstärker

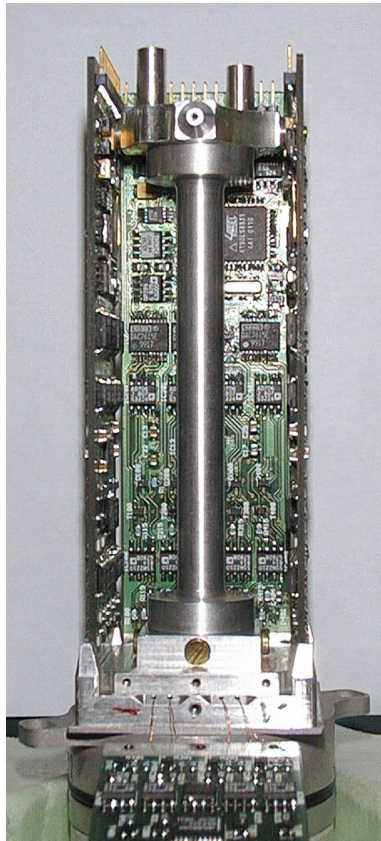


Abbildung 57: Aufbau des Multikanalmoduls

In Abbildung 57 ist die Anordnung der vier Elektronikleiterplatten im Modul zu sehen. Unten im Bild sind die Verbindungsleitungen zu den SQUIDs zu erkennen. Die Aderpaare gelangen durch dünne Bohrungen in das Innere des Messstabes und werden dort thermisch entkoppelt, bevor sie zu den einzelnen Sensoren gelangen. Der Anschluss an die Elektronik erfolgt wegen der hohen Anforderungen bezüglich Zuverlässigkeit und kleinen Thermospannungen über Lötverbindungen an den Außenseiten der Elektronikleiterplatten. Die drei Schrauben an der Unterseite dienen der Befestigung der Leiterplatten. Zusammen mit der in diesem Bereich verzinnnten Massefläche an der Innenseite wird ein guter Kontakt zum Gehäuse im Bereich der SQUID-Anschlüsse sichergestellt. Ohne zuverlässige Masseverbindung kam es im Testbetrieb zu Instabilitäten, außerdem erhöhte sich das niederfrequente Rauschen. Ursache hierfür waren hochfrequente Einstreuungen, welche zu Wechselwirkungen mit den hochempfindlichen Sensoren führten.

Die Bauteile mit einer Bauhöhe von über 1 mm befinden sich auf der Innenseite, da das Gehäuse sich eng an den Aufbau anschmiegt. Der Aluminiumstempel in der Mitte des Moduls dient der Befestigung der vier Elektronikleiterplatten sowie der Aufnahme der Rückverdrahtungsleiterplatte, welche in

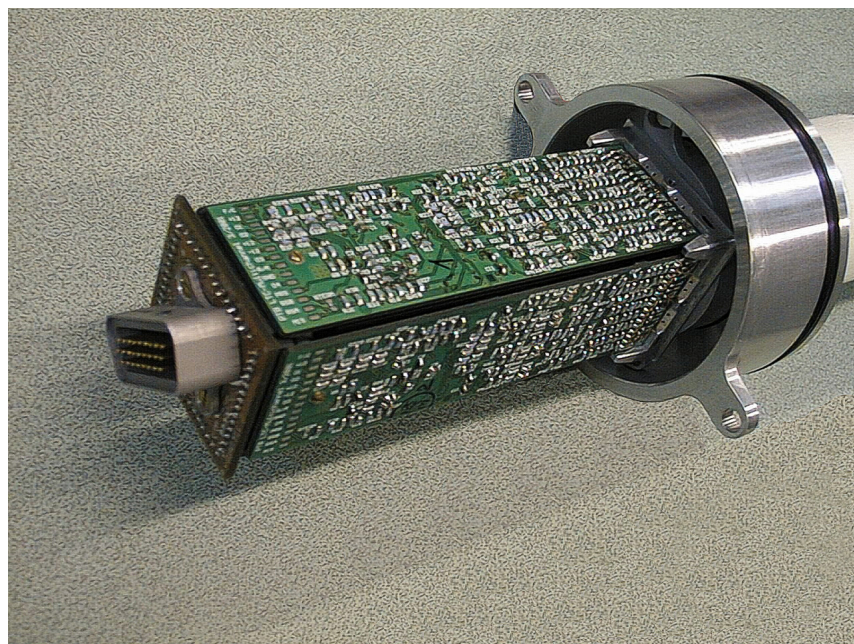


Abbildung 58: Vollständiges Modul auf dem Messstab

Abbildung 58 zu erkennen ist. Im eingebauten Zustand ist die Innenseite der Ausleseelektronik nicht mehr für Messungen zugänglich. Daher wurden die Anschlüsse des Steckverbinders auf die Außenseite geführt, mit Kontaktflächen versehen und können dadurch für Kontrollmessungen am Modul genutzt werden. Die Rückverdrahtungsleiterplatte verbindet die vier FLL-Platinen, nimmt Abblockkondensatoren für die Betriebsspannungen auf und enthält den Steckverbinder zum Anschluss des Systemkabels. Basis dieses Steckers ist das Kontaktmaterial eines handelsüblichen 26-poligen D-Sub-Steckverbinders (high density). Das Gegenstück dieses Steckers stellt gleichzeitig das Gehäuseoberteil dar, wie in Abbildung 59 am Bild des Prototypen zu erkennen ist. Ne-

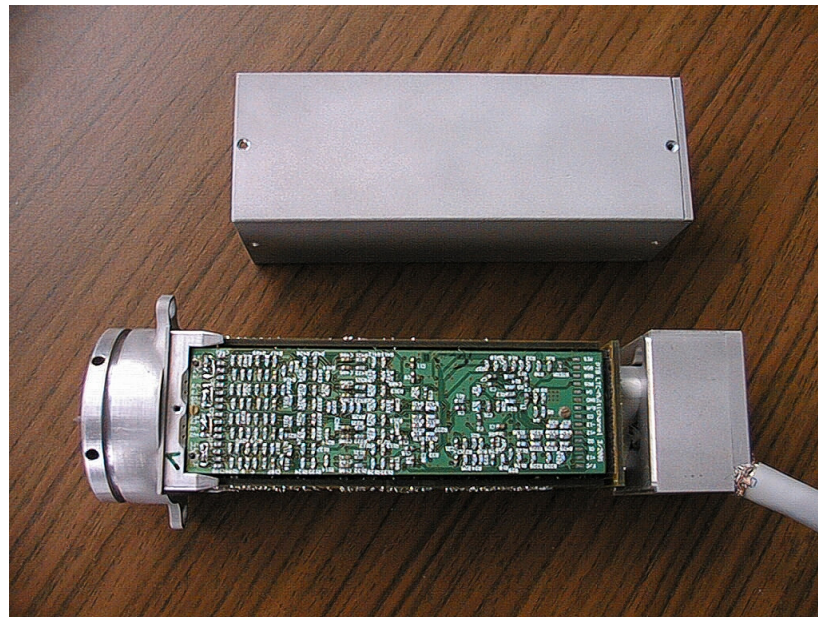


Abbildung 59: Prototyp des Multikanalmoduls mit abgenommenem Gehäuse

ben den Anforderungen nach guter Hochfrequenzdichtheit mussten die Kabelführung und die Verdrahtung optimiert werden, da das Verlöten des 50-poligen Systemkabels erst nach dessen Einzug in die entsprechenden Rohrsysteme der geschirmten Kammer erfolgen kann.

Erste Messungen mit einem vollständig bestückten Messstab zeigten, dass die Ausleseschaltung zuverlässig funktioniert und ein stabiler Betrieb der SQUIDs möglich ist. Der Rauschbeitrag der Elektronik kann unter den bislang getesteten Umgebungsbedingungen vernachlässigt werden.

5 Schlussfolgerungen

Mit supraleitenden Quanteninterferometern auf der Basis einer Niob-Dünnschichttechnologie stehen ausgereifte Sensoren zur Messung kleinster magnetischer Felder zur Verfügung. Der mit diesen Sensoren erreichbare Signal-Rausch-Abstand hängt im allgemeinen stark von der Qualität der verwendeten Ausleseelektronik ab. Die geringe Ausgangsspannung, die nichtlineare Kennlinie und die hier verwendete Variante der Flussregelschleife für den Betrieb dieser hochempfindlichen Mikroschaltungen stellen erhebliche Anforderungen an den Vorverstärker der Schaltung, die mit kommerziellen integrierten Baugruppen nicht erfüllt werden können.

Ausgehend von einer theoretischen Beschreibung des Rauschverhaltens eines bipolaren Differenzverstärkers erfolgte zunächst die Realisierung extrem rauscharmer Vorverstärker für SQUID Elektroniken. Eine Verminderung des Spannungsrauschens war durch die Auswahl geeigneter Bauelemente, die Parallelschaltung von Strukturen zur Reduzierung intrinsischer Widerstände und die Verringerung des thermisch bedingten Rauschanteils durch Kühlung erreichbar.

Bei der experimentellen Verifizierung dieser theoretischen Beschreibung wurden einerseits wesentliche Simulationsergebnissen bestätigt, andererseits aber auch die Grenzen entsprechender Berechnungen aufgezeigt. Besonders die thermischen Effekte, die einen beträchtlichen Einfluss auf die Kennwerte der Schaltung haben, waren nicht mit den verfügbaren Daten der verwendeten Bauteile beschreibbar.

Als Ergebnis der Entwicklung und Optimierung eines ASIC im Rahmen eines gemeinsamen Projektes mit dem IPHT Jena und der MAZET GmbH entstand eine HTS-SQUID-Ausleseelektronik für den Einsatz bei einer Temperatur von 77 K, die ein extrem niedriges Spannungsrauschen ($\sqrt{S_U} < 250 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$) besitzt. Erstmals ist es damit gelungen, eine vollständig integrierte und im flüssigen Stickstoff einsetzbare FLL für HTS-SQUIDs zu realisieren.

Für das im Bau befindliches Vektormagnetometersystem der PTB mit 304 LTS-SQUIDs wurde eine auf diese Anforderungen zugeschnittene Ausleseelektronik entwickelt. Hier wurde insbesondere auf niedriges Strom- und Spannungsrauschen ($\sqrt{S_I} = 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $\sqrt{S_U} = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) des Vorverstärkers sowie einen geringen Leistungsumsatz von 162 mW je Kanal Wert gelegt. Die Parameter der bislang für diese Zwecke verwendeten Konzepte zur Messsignalerfassung wurden in vielen Punkten deutlich übertroffen. Durch die Zusammenführung der analogen Baugruppen mit neuester Digitaltechnik, die durch moderne Schaltungstechnologie (Mehrlagenplatinen, SMD-Technik) ermöglicht wurde, konnte der Schaltungsaufwand gegenüber Vorgängersystemen erheblich reduziert und die Voraussetzungen für eine computergestützte Steuerung des Systems geschaffen werden.

Damit ist es auch gelungen, eine SQUID-Elektronik Konzept zur Verfügung zu stellen, das sehr flexibel an die jeweiligen Einsatzbereiche, z.B. zerstörungsfreie Werkstoffprüfung mit SQUIDs, SQUID-Vorverstärker für kryogene Röntgendetektoren, angepasst werden kann.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten SQUID-Ausleseschaltungen konnten aufgrund der konsequent eingesetzten professionellen Layouts und Technologien inzwischen innerhalb kürzester Zeit über die Firmen Magnicon (LTS-SQUID Elektronik) und beim Projektpartner IPHT Jena (gekühlte SQUID Elektronik) [Magn03, IPH03] kommerziell interessierten Anwendern angeboten werden.

Literaturverzeichnis

- Atm Atmel Corporation: *8-bit AVR Microcontroller with 4K/8K Bytes In-System Programmable Flash AT90S4433 AT90LS4433 AT90S8535 AT90LS8535*; www.atmel.com
- Bec00 S. Bechstein, D. Drung, M. Scheiner, F. Ludwig, and Th. Schurig: *Read-out electronics for a 9-channel high-T_c dc SQUID system*; Inst. Phys. Conf. Ser. No. 167 (2000), S. 597-600.
- Blu96 Alfons Blum: *Elektronisches Rauschen*; Stuttgart, Teubner (1996), 3-519-06183-X.
- Bor01 J. Bork, H. D. Hahlbohm, R. Klein, A. Schnabel: *The 8-layered magnetically shielded room of the PTB: Design and construction*; Biomag2000, Proc. 12th International Conference on Biomagnetism, J. Nenonen, R.J. Ilmoniemi, and T. Katila, Eds. (Helsinki University of Technology, Espoo, Finland, 2001), S. 970-973.
- Bre98 H. Breitzke: *persönliche Mitteilung*.
- Bur00 M. Burghoff, B.-M. Mackert, G. Curio, L. Trahms: *Nachweis der Reizleitung peripherer Nerven*; PTB-Mitteilungen 110 (2000), Heft 4, S. 277.
- Bur99 M. Burghoff, H. Schleyerbach, D. Drung, L. Trahms, H. Koch: *A vector magnetometer module for biomagnetic application*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 9 (1999), S. 4069-4072.
- Cre90 John D. Cressler: *Silicon bipolar transistor: a viable candidate for high speed applications at liquid nitrogen temperature*; Cryogenics 30 (1990) S.1036ff.
- Dör98 L. Dörner, R. Neubert, H. Schneidewind, J. Kunert, V. Zakosarenko, V. Schultze, F. Nitsche, H. Wenske und P. Seidel: *Entwicklung und Test von Einzelkomponenten einer integrierten dc-SQUID-Elektronik für eine Arbeitstemperatur von 77 K*; Verhandl. DPG 33 (1998).
- Dru00 D. Drung, S. Bechstein, K.-P. Franke, M. Scheiner, and Th. Schurig: *Improved Direct-Coupled dc SQUID Read-Out Electronics with Automatic Bias Voltage Tuning*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 11, No. 1 (2000), S. 880-883.
- Dru02 D. Drung: *persönliche Mitteilung*.
- Dru02a D. Drung: *High-performance DC SQUID read-out electronics*; Physica C 368 (2002), S. 134–140.

- Dru90 D. Drung, R. Cantor, M. Peters, H. J. Scheer and H. Koch: *Low-noise high-speed dc superconducting quantum interference device magnetometer with simplified feedback electronics*; Appl. Phys. Lett. 4 (1990) S. 406ff.
- Dru91 D. Drung, R. Cantor, M. Peters, T. Ryhänen, and H. Koch: *Integrated dc SQUID Magnetometer with high dV/dB*; IEEE Transactions on Magnetics, Vol.27, No. 2, (1991), S. 3001-3004.
- Dru92 D. Drung: *Investigation of a double-loop dc SQUID magnetometer with additional positive feedback*; H. Koch, H. Lübbig, Superconducting Devices and their Applications, Berlin Springer (1992), S. 351
- Dru93 D. Drung, H. Koch: *An Electronic Second-Order Gradiometer for Biomagnetic Applications in Clinical Shielded Rooms*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity 3 (1993), S. 2594ff.
- Dru94 D. Drung: *Recent Low Temperature SQUID Developments*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity 4 (1994), S. 121ff.
- Dru95 D. Drung: *Low-frequency noise in low-T_c multiloop magnetometers with additional positive feedback*; Appl. Phys. Lett. 67 (1995), S. 1474-1476.
- Dru95a D. Drung: *The PTB 83-SQUID System for Biomagnetic Applications in a Clinic*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity 5 (1995); S. 2112.
- Dru96 D. Drung: *Advanced SQUID read-out electronics*; in SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications, H. Weinstock, Ed. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, (1996), S. 63-116.
- Dru97 D. Drung: *Improved dc SQUID read-out electronics with low 1/f noise preamplifier*; Rev. Sci. Instrum. 68 (1997), S. 4066-4074.
- Eag02 Eagle Technology, Inc.: *ET Magnetoencephalography (MEG) System*; Produktbeschreibung, www.eagle-tek.com.
- Ern98 S. N. Ern  and H. P. M ller: *Magnetocardiographic Technology: State of the Art*; Proceedings of 8th International Congress on Holter and Noninvasive Electrocadiology, ISHNE98, May 22-23 (Ulm, Germany).
- Gud99 Sergey A. Gudoshnikov et. al.: *A Direct readout HighT_c dc SQUID Electronics with ac Bias and a Liquid-Nitrogen-Cooled Preamplifier*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity 9 No.2 (1999), S. 4397-4399.
- Hae81 R. A. Haeffner: *Kryo-Vakuumtechnik: Grundlagen und Anwendungen*, Springer-Verlag, Berlin 1981.

- Hal00 A. Haller, H. Matz, S. Hartwig, T. Kerberger, J. Lange, L. Trahms: *Magnetischer Relaxations-Immunoassay*; PTB-Mitteilungen 110 (2000), Heft 4, S. 278.
- Hit01 Keiji Tsukada, Kôichi Yokosawa, Akihiko Kandori, Hitoshi Sasabuchi: *Newly Developed Magnetocardiographic System for Diagnosing Heart Disease*; Hitachi Review Vol. 50 (2001), N0. 1, S. 13-17.
- IPH03 Institut für Physikalische Hochtechnologie e.V. Jena: www.ipht.de.
- Jay88 T.S. Jayadev, S. Ichiki and J.C.S. Woo: *Bipolar transistors for low noise, low temperature electronics*; Cryogenics 30 (1988), S. 137ff.
- Kal00 G. Kallias, E. Devlin, C. Christides, D. Niarchos: *High T_c SQUID sensor system for non-destructive evaluation*; Sensors and Actuators 85 (2000), S. 239-243.
- Kaz94 K. Kazami, Y. Takada, S. Fujimoto, T. Yoshida, H. Ogata and H. Kado: *A Drung type magnetometer mounted on a GM cryocooler*; Supercond. Sci. technol. 7 (1994), S. 256-259.
- Kel81 V.O. Kelhä: *Construction and performance of the Otaniemi Magnetically Shielded Room*; Walter de Gruyter & Co., Biomagnetism, Berlin New York (1981).
- Ken96 K. Harakawa, G. Kajiwara, K. Kazami, H. Ogata, H. Kado: *Evaluation of a High-Performance Magnetically Shielded Room for Biomagnetic Measurement*; IEEE Transactions on Magnetics 2 (1996), S. 5256-5260.
- Kil83 J. Kilmer, A. Van der Ziel, and G. Bosman: *Presence of mobility fluctuation 1/f noise identified in silicon p+np transistors*; Solid-State Electronics Vol. 26 (1983), S. 71-74.
- Kna98 S. Knappe: *Optimierte SQUID-Sensoren für Anwendungen in zerstörungsfreier Werkstoffprüfung, Umweltgeophysik und Biomagnetismus*; Dissertation, Universität Hamburg, (1998).
- Koc00 H. Koch: *Biomagnetische Messsysteme*; PTB-Mitteilungen 110 (2000), Heft 4, S. 274.
- Koc00a H. Koch and Th. Schurig: *SQUID Technology and Applications at PTB*; ISTE Journal nVol. 13 No. 1 (2000), S. 36-42.
- Kun98 J. Kunert, V. Zakosarenko, V. Schultze, H. Wenske, F. Nitsche und H. G. Meyer: *Entwicklung eines stickstoffgekühlten rauscharmen Verstärkers für eine integrierte SQUID-Elektronik*; 43rd International Scientific Colloquium Technical University of Ilmenau, 1998

- Kun99 J. Kunert, V. Schultze, V. Zakosarenko: *Entwicklung optimierter SQUID-Signalverarbeitungssysteme für Messungen in gestörter Umgebung*; Abschlussbericht, Förderkennzeichen 13N6863, Institut für Physikalische Hochtechnologie e. V., Jena, 1999.
- LNA96 Nimik Ltd. Vorobievj Gorj, Nuclear Physics research Institute Moscow State University: *Model LNA-1815 Low Noise Preamplifier Instruction Manual*; Moscow, 1996.
- Lud00 F. Ludwig, M. Lindström, S. Bechstein, D. Drung, M. Scheiner, Th. Schurig: *A second-order high-T_c dc SQUID gradiometer system for biomagnetic measurements in magnetically unshielded environmen*; 12th International Conference on Biomagnetism (BIOMAG2000), Helsinki University of Technology, Espoo (Finland), 13.-17. August 2000 (Poster)
- Lud99 F. Ludwig and D. Drung: *Low-frequency noise of improved direct-coupled high-T_c Superconducting quantum interference device magnetometers in ac and dc magnetic fields*; Appl. Phys. Lett., Vol. 75, No. 18 (1999), S.2821ff.
- Mag81 A. Mager: *The Berlin Magnetically Shielded Room (BMSR)*; Hrsg.: Walter de Gruyter & Co.: Biomagnetism. S.33-35,
- Magn03 Magnicon GbR, Wachtelweg 7, 22860 Schenefeld, www.magnicon.com.
- MAT02 Analog Devices: *Datenblatt MAT 02*; www.analog.com.
- Men98 S. Menkel, D. Drung, C. Aßmann, Th. Schurig: *A dc resistive SQUID noise thermometer*; Applied Superconductivity 6 (1998), S. 417.
- Mou96 A. Mounib et. al.: Low frequency (1/f) noise model for the base current in polysilikon emitter bipolar junction transistors; J. Appl. Phys, Vol. 79, No. 6 (1996); S. 3330-3336.
- Mül90 Rudolf Müller: *Rauschen*; Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, (1990) 3-540-51145-8.
- Naw88 W. Nawrocki: *Silicon junction field effect transistors at 4,2 K*; Cryogenics. 28 (1988), S.394ff.
- Neu02 Elekta Neuromag Oy : *Produktbeschreibung Neuromag-122™* ; www.neuromag.com.
- Nöb98 G. Nöbauer: Strombelastbarkeit von Bond-Drähten ; F & M 106 (1998), S.630ff.
- Sch98 M. Scheiner, D. Drung und Th. Schurig: *Rauscharmer Vorverstärker für den Betrieb bei 77 K*; Verhandl. DPG (VI) 33 (1998) TT 15.25.

- Schn00 A. Schnabel, R. Klein, J. Bork, H. Nowak, H. V. Schultze, L. Trahms: *Aufbau und Eigenschaften einer magnetisch geschirmten Kabine mit 8 Schalen*; Bio-medizinische Technik 45 (2000), Ergänzungsband 1, S. 91-92.
- Tin00 Roberto Tinti, Franz Sischka, Chris Morton: *Proposed System Solution for 1/f Noise Parameter Extraction*; Applikationsschrift Agilent Technologies Comms EDA, 2000.
- Tra00 L. Trahms, M. Burghoff, L. Schmitz, K. Bockmeier: *Magnetkardiographie*; PTB-Mitteilungen 110 (2000), Heft 4, S. 276.
- Ukh95 N. N. Ukhansky, S. A. Gudoshnikov, I. I. Vengrus, and O. V. Snigirev: *Low Noise Liquid-Nitrogen-Cooled Preamplifier for a High-Tc SQUID*, Extended Abstracts of 5th International Superconductive Electronics Conference (1995) S.346 ff.
- Ukh97 N. N. Ukhansky, S. A. Gudoshnikov, R. Weidl, L. Dörrer and P. Seidel: *A Liquid-Nitrogen-Cooled Preamplifier in Connection with a High-Tc SQUID: Direct Readout and Flux-Locked Loop with ac Bias*; Hrsg.: H. Koch and S. Knappe: Extended Abstracts of 1997 International Superconductive Electronics Conference, Vol. 3, PTB Braunschweig (1997) S. 80 ff.
- Ukh99 Nikolay N. Ukhansky: *persönliche Mitteilung*.
- Ukh99a N. N. Ukhansky, L. Dörrer, F. Schmidt and P. Seidel: *Universal Active dc Biasing System for a High-Tc SQUID based on a Liquid-Nitrogen-Cooled Preamplifier*; IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 9, No. 2 (1999), S. 4416 ff.
- Vac Vacuumschmelze GmbH: *Magnetically Shielded Rooms for Biomagnetic Investigations*; Firmendruckschrift PA-002.
- VSM03 VSM Medtech Ltd.: *Produktbeschreibung OMEGA*; www.vsmmedtech.com.
- Vrb96 J. Vrba: *SQUID gradiometers in real environments*; Hrsg.: H. Weinstock: SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications. Kluwer Academic Publishers (1996), S. 117-178.
- Vrb97 Jiri Vrba, Jim McKay: *Character and Acquisition of Multichannel Biomagnetic Data*. 1997.
- Vrb00 Jiri Vrba: *Multichannel SQUID Biomagnetic Systems*; Hrsg.: H. Weinstock, Kluwer Academic Publishers (2000).
- Wad76 Thomas E. Wade, Aldert van der Ziel, Eugene R. Chenette and Gustavo A. Roig: *Noise Effects in Bipolar Junction Transistors at Cryogenic Temperatures: Part I, Part II.*; IEEE Transactions on Electron Devices 23 (1976), S. 998-1011.

- Woo88 Woo, J.C.S. and Plummer, J.D.: *Optimization of silicon bipolar transistors for high current gain at low temperatures*; IEEE Transactions on Electron Devices 35 (1988), S. 1311.
- Wüb00 G. Wübbeler, B.-M. Mackert, M. Burghoff, G. Curio, L. Trahms: Biomagnetismus von langsam ablaufenden elektrophysiologischen Vorgängen: DC-Magnetometrie; PTB-Mitteilungen 110 (2000), Heft 4, S. 275.

Danksagung

Ich möchte mich bei allen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr. Hans Koch und Dr. Thomas Schurig von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, welche mir die Durchführung dieser Arbeit ermöglichten und mich wissenschaftlich und organisatorisch begleitet haben.

Herrn Prof. Dr. Reinhold Orglmeister von der Technischen Universität Berlin möchte ich ganz herzlich für die Betreuung meiner Arbeit danken.

Prof. Dr. Paul Seidel von der Friedrich-Schiller-Universität Jena bin ich sehr verbunden für das meiner Arbeit entgegengebrachte Interesse und für die Bereitschaft, als Gutachter zur Verfügung zu stehen.

Das ich meine Tätigkeit in der PTB in sehr guter Erinnerung behalten werde, ist auch der angenehmen Arbeitsatmosphäre dort zu verdanken, wofür ich den Kolleginnen und Kollegen vom Labor für Kryosensorik herzlich danken möchte. Die Zusammenarbeit mit Dr. Dietmar Drung hatte erheblichen Einfluss auf die Optimierung der erzielbaren Kennwerte, vom Gesamtsystem bis zu einzelnen Schaltungsdetails. Die intensiven Diskussionen erhöhten wesentlich meinem Kenntnisstand zu Besonderheiten des direkten Auslesens von SQUIDs. Sylke Bechstein und Karsten Wenzel waren eine große Hilfe bei der Realisierung von Versuchsaufbauten, beim praktischen Umgang mit SQUIDs und bei der Diskussion neuer Ideen. Cornelia Aßmann und Margret Peters verwirklichten meine, oft komplizierten, Wünsche beim Bonden des ASIC.

Dr. Allard Schnabel vom Projekt 8.201 und Stefan Hartwig vom Labor für Bioelektrizität und Biomagnetismus verdanke ich wesentliche Unterstützung bei der Konzeption und Realisierung der Ausleseelektronik für das Vektormagnetometersystem.

Allen Mitarbeitern des gemeinsamen Forschungsvorhabens „Entwicklung optimierter SQUID-Signalverarbeitungssysteme für Messungen in gestörter Umgebung“ möchte ich für die fruchtbare Zusammenarbeit ganz herzlich danken.

Meiner Frau Uta und meinen Töchtern Rebekka und Mattea danke ich für die viele Geduld und das Verständnis für diese Arbeit.

Lebenslauf

16.10.1967	geboren in Berlin
9/74 - 8/84	Polytechnische Oberschule, Berlin
9/84 - 7/87	Lehre als Elektronikfacharbeiter mit Abitur
8/87 - 10/87	Elektronikfacharbeiter im Werk für Fernsehelektronik
11/87 - 4/89	Grundwehrdienst
5/89 - 8/89	Elektronikfacharbeiter im Werk für Fernsehelektronik
9/89 - 7/95	Studium der Elektrotechnik an der Humboldt-Universität zu Berlin, Abschluss als Diplomingenieur für Elektrotechnik Thema der Diplomarbeit: "Entwicklung und Aufbau eines mikrocontrollergesteuerten Meßgerätes zur berührungslosen Bestimmung der Zeitkonstanten der akralen Wiedererwärmung und -durchblutung"
8/95 - 6/96	Erziehungsurlaub, Weiterentwicklung des im Rahmen der Diplomarbeit entstandenen Gerätes für den Einsatz in der klinischen Praxis
7/96 - 5/02	Wissenschaftlicher Angestellter an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt Berlin, Labor für Kryosensorik
seit 02/03	Entwicklungsingenieur bei der APE Angewandte Physik & Elektronik GmbH